

**SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC EN TOPOLOGÍA DE PUENTES
ACTIVOS APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

**JULIAN ERNESTO FERREIRA ROJAS
MARIA ALEJANDRA COBOS SUÁREZ**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2018

**SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC EN TOPOLOGÍA DE PUENTES
ACTIVOS APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

**JULIAN ERNESTO FERREIRA ROJAS
MARIA ALEJANDRA COBOS SUÁREZ**

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar por
el título de INGENIERO(a) ELECTRICISTA**

Directora:

MARÍA ALEJANDRA MANTILLA VILLALOBOS

Ph.D. en Ingeniera Electrónica

Co-Director:

KAROL FRANCISCO SANABRIA CALDERÓN

Ingeniero Electricista

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2018

DEDICATORIA

Dedico este trabajo y esta nueva etapa de mi vida como profesional a mi mami, quién me ha enseñado a salir adelante, que a pesar de las circunstancias se debe continuar con la frente en alto, sin su ejemplo de madre y padre no hubiera podido lograr lo que soy hoy en día. Algunas veces me sentí cansado y pensé que no iba a ser capaz de culminar este proyecto, pero si mi mamá ha sido capaz de sacarnos adelante a mí y a mi hermano, ¡sola!, por qué no iba a ser capaz de continuar; su tesón me ha dado y me dará las fuerzas para no desfallecer. Me siento muy orgulloso de la madre que tengo y no espero la hora para poder retribuirle todo el esfuerzo, amor, dedicación, comprensión, sacrificio y tolerancia que me ha brindado desinteresadamente.

¡Te amo mami!

JULIAN FERREIRA ROJAS

Esta meta la dedico a mi familia, en especial a mi madre, quien siempre ha dado lo mejor de si misma para sacarnos adelante, ha sido una mujer luchadora, una mujer amorosa, comprensiva, una madre ejemplar, la mejor mamá de todas. Gracias por ser mi apoyo, mis ganas de ser mejor persona, mi amiga y consejera, mi luz en los momentos difíciles. Este y todos mis logros son para ti mamá.

ALEJANDRA COBOS

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme la vida y la oportunidad de llegar a ser profesional

A mi madre por darme su incondicional soporte, amor, sabiduría y por el esfuerzo que durante toda mi vida ha llevado a cabo por sacarnos adelante tanto a mí como a mi hermano, enseñándome que el amor de madre prima sobre cualquier situación y que siempre debo afrontar cualquier circunstancia con la frente en alto

A mi hermano por su compañía

A mi tío por su apoyo

A mis amigos por sus consejos y por todo el aprendizaje vivido durante estos cinco años

A mi directora y codirector por su tiempo y dedicación

JULIAN FERREIRA ROJAS

Principalmente a Dios por las bendiciones recibidas.

A mis padres por su apoyo en cada etapa de mi vida, gracias por su esfuerzo, amor y dedicación.

A mis hermanos, a Yina por sus consejos y cariño, a Enrique por todo el apoyo brindado y por ser mi inspiración y a Yuli por su confianza.

A Juan David por su apoyo incondicional, por su cariño y valiosa compañía en todo este proceso.

A Julián por su dedicación.

A el Ingeniero Karol Francisco por su seguimiento en el proyecto.

A mis amigas Andrea, Mónica y Yessenia.

A mis compañeros de carrera.

A mi alma máter por brindarme las herramientas necesarias para culminar esta meta.

ALEJANDRA COBOS SUÁREZ

CONTENIDO

	pág
INTRODUCCIÓN	21
1. TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO.....	23
2. CONVERTIDOR DC-DC.....	25
2.1 Puente activo dual, DAB (Dual Active Bridge).	25
2.1.1 Modelo simplificado del DAB.....	26
3. ESTRATEGIAS DE CONTROL	28
3.1 DESPLAZAMIENTO DE FASE SIMPLE (SPS).	28
3.1.1 Funcionamiento de la topología bajo la estrategia de control del flujo de potencia desplazamiento de fase simple (SPS).	28
3.1.2 Flujo de potencia en el convertidor.....	32
3.2 Modulación triangular (TRM).....	35
3.3 Desplazamiento de fase simple extendido (ESPS).....	36
3.4 Control predictivo basado en modelo MPC (Model Predictive Control).	37
3.4.1 Estrategia del control predictivo basado en modelo.	37
3.4.2 Aplicación del MPC al convertidor en topología de puentes activos dual [9].	38
3.4.3 Modo reductor.....	39
3.4.4 Modo elevador.	40
3.4.5 Funciones de costo.	41
3.4.6 Esquema de control.	42
4. PARÁMETROS Y MÉTODO DE SIMULACIÓN.....	45
4.1 Características del convertidor.....	45

4.1.1 Transformador de alta frecuencia.....	45
4.1.2 Capacitores de entrada y salida.	46
4.1.3 Inductancia de fuga.....	48
4.1.4 Modelo en pequeña señal	49
4.1.5 Controlador.	56
5. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES BAJO DIFERENTES CONDICIONES.....	64
5.1 Circuito simulado.	64
5.2 Convertidor modo reductor (Buck).....	66
5.2.1 Flujo de potencia	66
5.2.2 Flujo de potencia $P = 8800[W]$ a los 0.1 [s].....	69
5.2.3 Flujo de potencia $P = 3750[W]$ a los 0.1 [s].....	71
5.2.4 Variación de tensión nominal de entrada $V_{dc1} = 624 [V]$ a los 0.1 [s], con flujo de potencia nominal.....	74
5.3 Convertidor modo elevador (Boost).	77
5.3.1 Flujo de potencia $P = 7500[W]$	77
5.3.2 Flujo de potencia $P = 8800[W]$ a los 0.1 [s].....	79
5.3.3. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ a los 0.1 [s].....	81
5.3.4 Variación del voltaje nominal de entrada $V_{dc2} (480 [V])$ a los 0.1 [s], con flujo de potencia nominal.....	83
6. ANÁLISIS DE LAS SIMULACIONES PARA AMBOS MODOS (BUCK Y BOOST).....	86
7. CONCLUSIONES	87

8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	88
BIBLIOGRAFÍA.....	90
ANEXO A.....	92

LISTA DE FIGURAS

	pág
Figura 1. Esquema transformador de estado sólido.....	24
Figura 2. Esquema convertidor DC-DC en topología de puentes activos	26
Figura 3. Modelo transformador del DAB.....	26
Figura 4. Modelo equivalente ideal del transformador de alta frecuencia	27
Figura 5. Esquema de señales de disparo de los IGBT	30
Figura 6. Formas de onda en el convertidor, modo elevador $V_{dab1} < V_2$	31
Figura 7. Formas de onda en el convertidor, modo reductor $V_{dab1} > V_2$	31
Figura 8. Forma de onda de la corriente del inductor i_{dab1}	32
Figura 9. Potencia transmitida [W] vs desfase φ [grados] en el convertido	34
Figura 10. Modulación TRM.....	35
Figura 11. Modulación ESPS	36
Figura 12. Evolución señal de control y salida de un sistema bajo MPC	38
Figura 13. Flujo de potencia convertidor modo reductor	40
Figura 14. Flujo de potencia convertidor modo elevador	41
Figura 15. Esquema del control MPC en el convertidor.....	43
Figura 16. Diagrama de flujo del algoritmo de control.....	44
Figura 17. Disposición de los capacitores tanto en la entrada como en la salida del	

convertidor.....	47
Figura 18. Comportamiento de la potencia transmitida ante la variación de $\pm 20\%$ de la inductancia de fuga L	49
Figura 19. Esquema de conmutación de los IGBT.....	50
Figura 20. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_0	51
Figura 21. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_1	51
Figura 22. Circuito simplificado para t_0	52
Figura 23. Circuito simplificado para t_1	52
Figura 24. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_0	55
Figura 25. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_1	56
Figura 26. Esquema control modo corriente	57
Figura 27. Esquema control modo tensión	57
Figura 28. Esquema de control lazo interno modo reductor (Buck)	59
Figura 29. Diagrama de Bode del lazo de corriente para el modo reductor (Buck).....	60
Figura 30. Esquema de control de lazo de tensión modo reductor (Buck).....	60
Figura 31. Diagrama de Bode del lazo de tensión modo reductor (Buck).....	61
Figura 32. Diagrama de Bode del lazo de corriente modo elevador (Boost).....	62
Figura 33. Diagrama de Bode del lazo de tensión modo elevador (Boost).....	63
Figura 34. Circuito del convertidor a simular.....	64
Figura 35. Tensión de salida con condensadores calculados (gráfica verde) y condensadores de mayor capacitancia (gráfica naranja).....	66

Figura 36. Flujo de potencia $P = 7500[W]$	67
Figura 37. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Tensión V_{dab1} y primario transformador, b) Tensiones primario y secundario transformador.....	68
Figura 38. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Corriente inductor, b) Tensión inductor.....	68
Figura 39. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.....	69
Figura 40. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Buck), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.....	70
Figura 41. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia.....	70
Figura 42. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Buck), a) Corriente de salida y referencia, b) Corriente de salida y referencia.....	71
Figura 43. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Buck), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.....	72
Figura 44. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia.....	72
Figura 45. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Buck), a) Corriente de salida y referencia b) Corriente de salida y referencia.....	73
Figura 46. Desfases entre V_{dab1} y la tensión del primario del transformador según el flujo de potencia.....	74
Figura 47. Tensión de entrada $0.8V_{dc1}$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Variación tensión de entrada.....	75
Figura 48. Tensión de entrada $0.85V_{dc1}$ (Buck) a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia.....	75

Figura 49. Tensión de entrada $1.2V_{dc1}$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia	76
Figura 50. Tensión de entrada $1.8V_{dc1}$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia	77
Figura 51. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Rizado tensión de salida.....	78
Figura 52. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Boost), a) Tensión V_{dab1} y tensión primario transformador, b) Tensiones primario y secundario transformador.....	79
Figura 53. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Boost), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.....	79
Figura 54. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Boost), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.....	80
Figura 55. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión y salida de referencia.....	80
Figura 56. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Boost), a) Corriente de salida y referencia, b) Corriente de salida y referencia	81
Figura 57. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Boost), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.....	82
Figura 58. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia.....	82
Figura 59. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Boost), a) Corriente de salida y referencia, b) Corriente de salida y referencia	83
Figura 60. Tensión de entrada $0.8V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Varición tensión de entrada	84
Figura 61. Tensión de entrada $0.85V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia.....	84

Figura 62. Tensión de entrada $1.2V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b)
Tensión de salida y referencia85

Figura 63. Tensión de entrada $1.8V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b)
Tensión de salida y referencia85

LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Parámetros del transformador de alta frecuencia	45
Tabla 2. Parámetros del transformador de alta frecuencia objeto del presente estudio.....	46
Tabla 3. Valor de los capacitores conectados en la entrada y salida del convertidor.....	47
Tabla 4. Parámetros del controlador (lazo de corriente) modo reductor(Buck)	59
Tabla 5. Parámetros del controlador (lazo de tensión) modo reductor (Buck).	61
Tabla 6. Parámetros del controlador (lazo de corriente) modo elevador (Boost) ...	62
Tabla 7. Parámetros del controlador (lazo de tensión) modo elevador (Boost)	63
Tabla 8. Parámetros del convertidor	65

LISTA DE ANEXOS

	pág
ANEXO A. Catálogo de transformadores planares empresa Payton Planar Magnetics Ltda.....	92

RESUMEN

TÍTULO: SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC-DC EN TOPOLOGÍA DE PUENTES ACTIVOS APLICADO A TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO¹

AUTORES: JULIAN ERNESTO FERREIRA ROJAS
MARIA ALEJANDRA COBOS SUÁREZ²

PALABRAS CLAVES: Electrónica de potencia, transformadores de estado sólido, convertidores DC/DC en topología de puentes activos, energías renovables, desplazamiento de fase simple (SPS).

DESCRIPCIÓN:

El estudio de los transformadores de estado sólido surge debido a la necesidad de implementación de energías renovables, generación distribuida y sistemas de almacenamiento a la red eléctrica, los cuales producen un impacto modificando las interacciones del sistema, principalmente convirtiéndolo en un sistema bidireccional de potencia. Estos transformadores poseen tres etapas de conversión de energía: AC/DC, DC/DC y DC/AC; donde la etapa DC/DC encargada de proporcionar aislamiento galvánico, es el objeto de estudio del presente trabajo.

En este trabajo de grado se muestra el diseño de los componentes (inductancia de fuga que puede ser externa o del transformador de alta frecuencia, relación de transformación del transformador de alta frecuencia, condensadores de entrada y salida, frecuencia de conmutación, resistencia asociada a la inductancia de fuga) y simulación de un convertidor DC-DC en topología de puentes activos (DAB) mediante la herramienta Simulink del software Matlab R2017a, controlado por medio de la estrategia de modulación desplazamiento de fase simple ó por sus siglas en inglés (SPS), donde se logró controlar la tensión de salida del convertidor ante variaciones en el voltaje de entrada y en la potencia a transmitir, ajustando el ángulo de desfase entre los puentes de entrada y salida del convertidor.

¹ Trabajo de grado.

² Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones
Directora: Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos
Codirector: Ing. Karol Franciso Sanabria Calderón

ABSTRACT

TITLE: SIMULATION OF A DUAL ACTIVE BRIDGE DC-DC CONVERTER APPLIED TO SOLID STATE TRANSFORMERS³

AUTHORS: JULIAN ERNESTO FERREIRA ROJAS
MARIA ALEJANDRA COBOS SUAREZ⁴

KEY WORDS: Power electronics, solid state transformers, dual active bridge DC-DC converters, renewable energies, Single Phase Shift (SPS).

DESCRIPTION:

Solid state transformers research is being relevant due to the necessity of renewable energies, distributed generation and storage systems in the electricity network, which produce an impact modifying the system interactions, mainly becoming it in a bidirectional power system. These transformers have three energy conversion stages: AC/DC, DC/DC and DC/AC. Where the DC / DC stage responsible for providing galvanic isolation, is the object of study of this work.

This research work shows the components design (leakage inductance that can be outer or part of the high frequency transformer, high frequency transformer turns ratio, in and out capacitors, switching frequency and the resistor related to the leakage inductance) and simulation of a dual active bridge (DAB) in the tool Simulink of Matlab R2017a software, controlled by SPS modulation strategy, where it was achieved to control the output voltage of the converter under variations in the input voltage and in the power transmitted through the converter, adjusting the phase shift between the in and out converter's bridges.

³ Research work.

⁴ Faculty of Physical-Mechanical Engineerings. School of Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering

Advisor: Dra. María Alejandra Mantilla Villalobos

Co-advisor: Ing. Karol Franciso Sanabria Calderón

INTRODUCCIÓN

Los convertidores de potencia en la actualidad se presentan como una solución a los problemas existentes en el sistema eléctrico, ya que estos son eficientes para la necesidad de conversión de energía (AC-DC, DC-AC, etc.) y pueden ser utilizados en aplicaciones donde se requiera conversión bidireccional de energía eléctrica, aislamiento galvánico, alta eficiencia de transferencia de potencia e integración de generación distribuida a diferentes niveles de tensión. El control que se realiza a los convertidores dependerá de las necesidades presentes en los sistemas donde se emplearán, dentro de los controles más comunes se encuentran: tensión y/o corriente en uno o ambos puertos de conexión [1].

El puente activo dual o en sus siglas en inglés DAB (Dual Active Bridge), es un convertidor DC-DC aislado, de alta potencia y alta eficiencia, compuesto esencialmente por dos puentes completos (uno de entrada y otro de salida) y un transformador de alta frecuencia; es la topología inmersa en la etapa DC-DC de los transformadores de estado sólido, los cuales mediante la inductancia de fuga ya sea externa o del transformador pueden limitar el valor de flujo de potencia por el mismo. El estudio de los DAB se ha vuelto necesario debido a las mejoras en eficiencia que presentan los semiconductores y a la solución que como convertidores bidireccionales ofrecen ante la necesidad de integración de energías renovables a la red [2].

Los transformadores de estado sólido son dispositivos de electrónica de potencia que reemplazan los transformadores de potencia tradicionales de 60 [Hz] por medio de una técnica de conversión AC-AC aislada con transformadores de alta frecuencia. Debido a esto, dichos transformadores tienen reducidas proporciones a consecuencia de su operación, presentando menor costo de instalación, mantenimiento y transporte. Tiene como desventaja su alto costo de construcción

debido a los materiales y semiconductores que se deben utilizar, pero esto es compensado por las ventajas de regulación de tensión, mejor desempeño ante caídas y huecos de tensión. Gracias a la electrónica de potencia inmersa se puede lograr ejercer un control en el flujo de potencia, tensiones y corrientes [3].

Partiendo de lo anterior, en este trabajo de grado se diseña y simula un convertidor DC-DC en topología de puentes activos para la aplicación de transformadores de estado sólido, controlado por medio de la estrategia de modulación desplazamiento de fase simple (SPS).

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Simular un convertidor DC-DC en topología de puentes activos con el fin de estudiar su comportamiento dinámico en aplicaciones de transformadores de estado sólido.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar una revisión bibliográfica sobre estrategias de control para convertidores DC-DC en topología de puentes activos aplicadas a un transformador de estado sólido.
- Establecer los parámetros y modelos de simulación para el convertidor DC-DC en topología de puentes activos.
- Analizar el comportamiento del convertidor DC-DC bajo una estrategia de control enfocada en el establecimiento de un flujo de potencia dado.

1. TRANSFORMADOR DE ESTADO SÓLIDO

El transformador de estado sólido (SST, por sus siglas en inglés) surge debido a la implementación de las energías renovables y el avance de la electrónica de potencia. Este tiene como objetivo sustituir el transformador de potencia tradicional de 50 ó 60 [Hz] usando técnicas de conversión en alta frecuencia [4]. Estos transformadores presentan numerosas ventajas, entre las más significativas se encuentra el incremento en la eficiencia del proceso de distribución de energía eléctrica, factibilidad para integrar energías renovables, mejora en la calidad de la energía, posibilidad de incorporar comunicaciones dentro de la red eléctrica y estaciones de carga para vehículos eléctricos, entre otras. Adicionalmente, se consideran como elementos clave para permitir la incorporación futura de almacenadores de energía. Las ventajas mencionadas contribuirán a reducir los impactos medioambientales que están asociados a la operación de las redes eléctricas actuales [3].

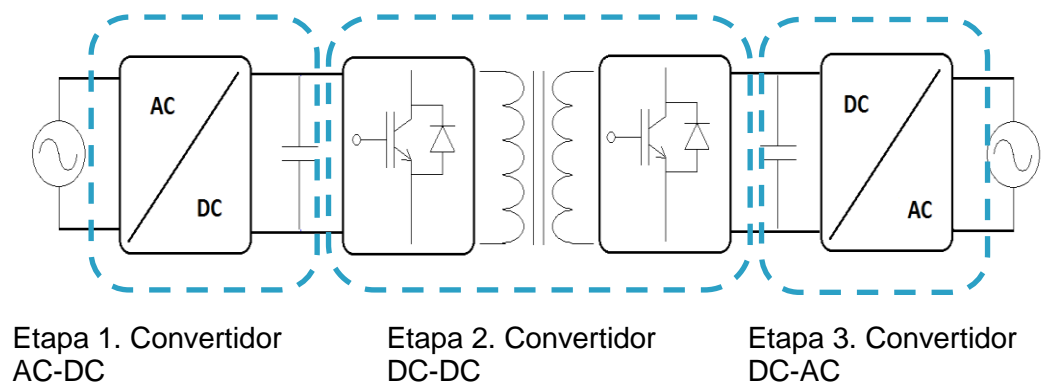
El transformador de estado sólido es esencialmente un circuito de electrónica de potencia que permite cambios en altas tensiones y altas potencias en su operación. Además, los SST contienen componentes electrónicos tales como dispositivos de potencia, circuitos de control, controladores de compuerta, disipadores de calor y transformadores de alta frecuencia.

Los transformadores de estado sólido constan de tres etapas como se ilustra en la Figura 1. La primera etapa de la topología está conformada por un convertidor de energía AC/DC, es la parte encargada de interconectar el bus de energía de alta tensión; la segunda etapa consiste en un convertidor de energía DC/DC con aislamiento de alta frecuencia (TAF), la parte encargada de actuar como enlace galvánico; finalmente, la tercera etapa está conformada por un convertidor de

energía DC/AC, encargado de proporcionar el bus de baja tensión al lado del usuario [3].

El presente proyecto se basa en la segunda etapa del transformador de estado sólido.

Figura 1. Esquema transformador de estado sólido



2. CONVERTIDOR DC-DC

En gran variedad de aplicaciones industriales, la conversión de los niveles de tensión es necesaria para obtener en la salida un nivel de tensión menor, igual o mayor a la tensión de entrada del sistema en cuestión. Los convertidores DC-DC se pueden considerar como el equivalente a un transformador de AC con una relación de vueltas que varía de forma continua y como una fuente de DC reductora o elevadora de tensión.

Los convertidores DC-DC se utilizan ampliamente en el control de grúas marinas, de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, montacargas y elevadores de minas. Dentro de los transformadores de estado sólido es el responsable del control del flujo de potencia [5].

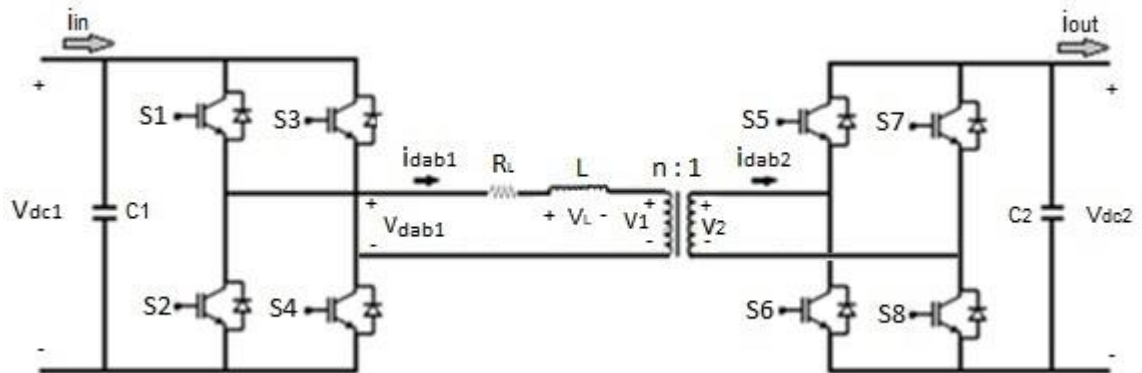
La siguiente topología es la de estudio del presente trabajo de grado.

2.1 Puente activo dual, DAB (Dual Active Bridge).

Es un convertidor DC-DC aislado bidireccional, posee alta densidad de potencia, modularidad, simetría y alta eficiencia. Su estudio se ha aumentado debido al desarrollo de los semiconductores y materiales magnéticos que ofrecen una mayor eficiencia y a los requerimientos de esquemas de redes que poseen múltiples fuentes, inclusión directa de energías renovables y la necesidad de almacenamiento de energía. Dicha topología puede trabajar en modo elevador o reductor, siendo análoga a los convertidores elevadores o reductores (boost ó buck) convencionales. El puente activo dual, se compone de dos puentes completos (uno de entrada y uno de salida), compuestos cada uno por cuatro dispositivos de conmutación controlada IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) con diodo en antiparalelo, un transformador de alta frecuencia, una inductancia de fuga y condensadores de entrada y salida del

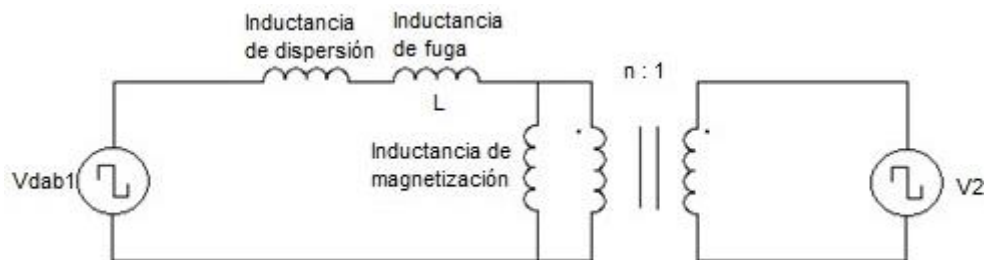
convertidor, los cuales cumplen la función de controlar los rizados en las tensiones. El esquema de este convertidor es mostrado en la Figura 2.

Figura 2. Esquema convertidor DC-DC en topología de puentes activos



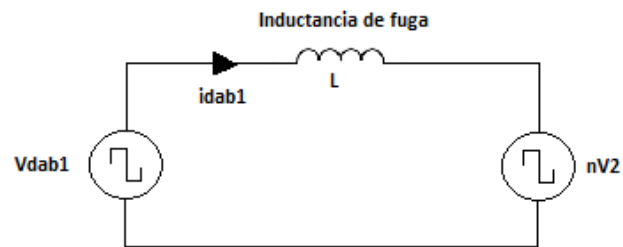
2.1.1 Modelo simplificado del DAB. El transformador de alta frecuencia se puede modelar como un transformador ideal, es decir una inductancia de magnetización muy grande y una de dispersión muy pequeña (ver Figura 3).

Figura 3. Modelo transformador del DAB



Eliminando el acoplamiento magnético del transformador y dejando todo referido al primario del transformador al igual que la inductancia de fuga se obtiene el modelo de la Figura 4.

Figura 4. Modelo equivalente ideal del transformador de alta frecuencia



3. ESTRATEGIAS DE CONTROL

En este capítulo se presentan las siguientes cuatro (4) estrategias de control para el convertidor DC/DC:

- Desplazamiento de fase simple (SPS)
- Modulación triangular (TRM)
- Desplazamiento de fase simple extendido (ESPS)
- Control predictivo basado en modelo MPC (Model Predictive Control)

3.1 DESPLAZAMIENTO DE FASE SIMPLE (SPS).

Por medio de esta estrategia puede ser controlada la potencia transmitida en el convertidor ajustando el ángulo de desfase (φ) entre las tensiones de entrada y salida del convertidor, trabajando los dispositivos de conmutación (IGBT ó MOSFET) con un ciclo útil fijo del 50%. Las siguientes son algunas de las ventajas que presenta este control [6]:

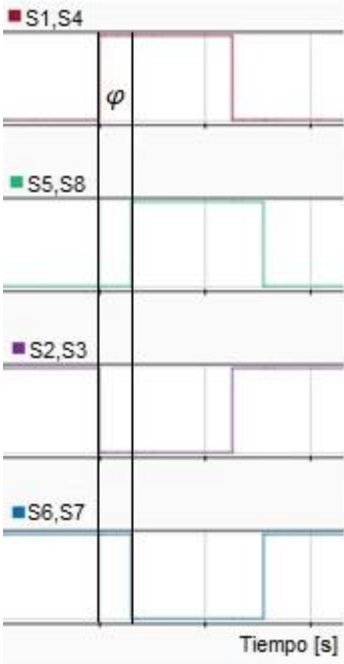
- Mayor transferencia de potencia
- Encendido a voltaje cero (ZVS) de los dispositivos de conmutación
- Pérdidas simétricas en todos los dispositivos de conmutación

3.1.1 Funcionamiento de la topología bajo la estrategia de control del flujo de potencia desplazamiento de fase simple (SPS). Al aplicarse una tensión de DC en la entrada del convertidor (V_{dc1} en la Figura 2), se genera una tensión de forma cuadrada (V_{dab1}) debido a la acción de conmutación de los IGBT, dicha tensión es desfasada un ángulo φ por la inductancia de fuga (L), estableciéndose el desfase

entre la tensión (V_{dab1}) y la tensión en los bornes del transformador (V_1), siendo el desfase el responsable del control del flujo de potencia. La tensión en el primario del transformador de alta frecuencia (V_1) es elevada o reducida y es obtenida en el secundario una tensión cuadrada (V_2) mayor o menor que la tensión en el primario, según sea el tipo de transformador utilizado (elevador o reductor), dicha tensión es luego convertida en DC (V_{dc2}) por la acción de conmutación de los IGBT ó MOSFET del puente de salida. Los capacitores (C_1 y C_2) cumplen la función de controlar los rizados en las tensiones (V_{dc1} y V_{dc2}) para que sean lo más constantes posibles, la inductancia de fuga (L) es la encargada de delimitar la potencia transferida en el transformador [1].

La conmutación de los dispositivos se realiza de manera secuencial y simultánea: S1 y S4 conmutan al mismo tiempo, mientras que S5 y S8 conmutan desfasados un ángulo φ respecto a S1 y S4. Para el caso de S2 y S3, estos conmutan en el mismo instante y S6 junto a S7 desfasados un ángulo φ con respecto a S2 y S3, trabajando medio periodo cada interruptor. Además, se considera un desfase de 180° entre la conmutación de S1 y S2, al igual que entre S5 y S6. En la Figura 5 se presenta el esquema de conmutación para esta estrategia de control.

Figura 5. Esquema de señales de disparo de los IGBT



A continuación se presentan las formas de onda que se deben obtener en el convertidor para el modo elevador (ver Figura 6) y para el modo reductor (ver Figura 7).

Figura 6. Formas de onda en el convertidor, modo elevador $V_{dab1} < V_2$

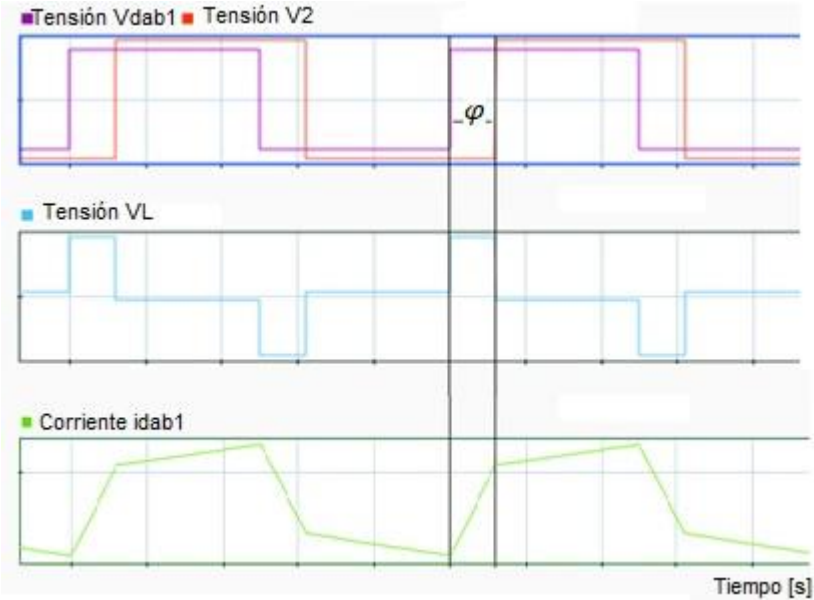
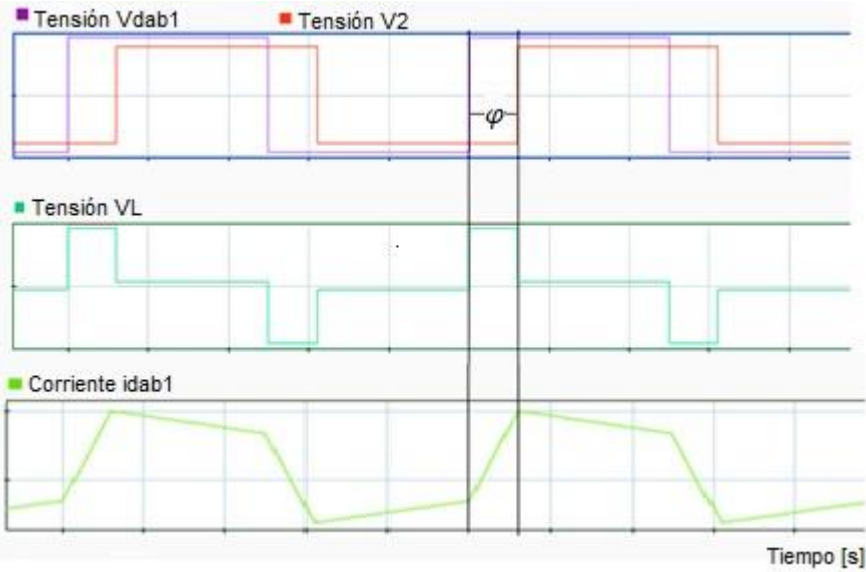


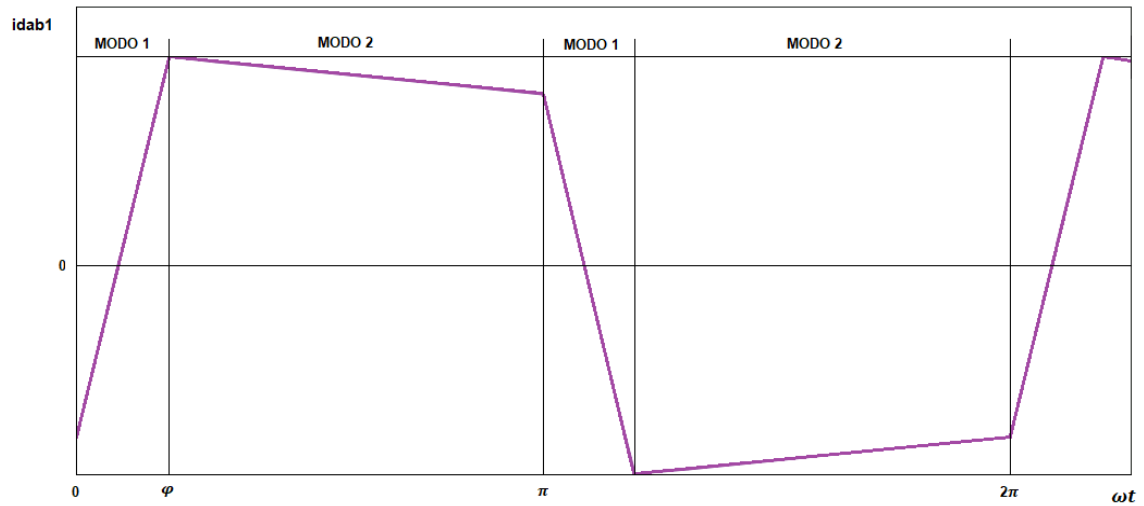
Figura 7. Formas de onda en el convertidor, modo reductor $V_{dab1} > V_2$



3.1.2 Flujo de potencia en el convertidor. De la forma de onda de la corriente del inductor i_{dab1} (ver Figura 8) se pueden identificar dos modos de operación por cada semiciclo de la señal. Modo 1: $0 \leq \omega t \leq \varphi$, Modo 2: $\varphi \leq \omega t \leq \pi$. De las Figuras 2 y 8, se plantea la ecuación de la corriente i_{dab1} (1), las ecuaciones planteadas en esta sección son tomadas de la referencia [1].

$$i_{dab1} = \frac{V_{dab1} - nV_2}{\omega L} \quad (1)$$

Figura 8. Forma de onda de la corriente del inductor i_{dab1}



El siguiente análisis se realiza en estado estable, es decir que i_{dab1} tiene un valor inicial diferente de cero; para el respectivo análisis, θ_i y θ_f son los ángulos de inicio y final e $i(\theta_i)$ es el valor inicial de la corriente para cada modo y $\omega = 2\pi f$, donde f es la frecuencia a la cual está trabajando el convertidor.

De manera general se obtiene:

$$i_{dab1}(\theta) = \frac{V_{dab1} - nV_2}{\omega L} (\theta - \theta_i) + i(\theta_i) \quad \theta_i < \theta < \theta_f \quad (2)$$

Para cada respectivo modo se obtiene:

Modo 1: $0 \leq \omega t < \varphi$

$$i_{dab1}(\theta) = \frac{V_{dc1} + V_{dc2}}{\omega L} (\theta) + i(0) \quad (3)$$

Modo 2: $\varphi \leq \omega t < \pi$

$$i_{dab1}(\theta) = \frac{V_{dc1} - V_{dc2}}{\omega L} (\theta - \varphi) + i(\varphi) \quad (4)$$

Debido a la simetría de i_{dab1} , $i_{dab1}(\pi) = -i_{dab1}(0)$. Resolviendo para hallar $i(0)$ e $i(\varphi)$, se obtiene:

$$i(0) = \frac{V_{dc1}}{\omega L} \left[\frac{nV_{dc2}}{V_{dc1}} \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) - \frac{\pi}{2} \right] \quad (5)$$

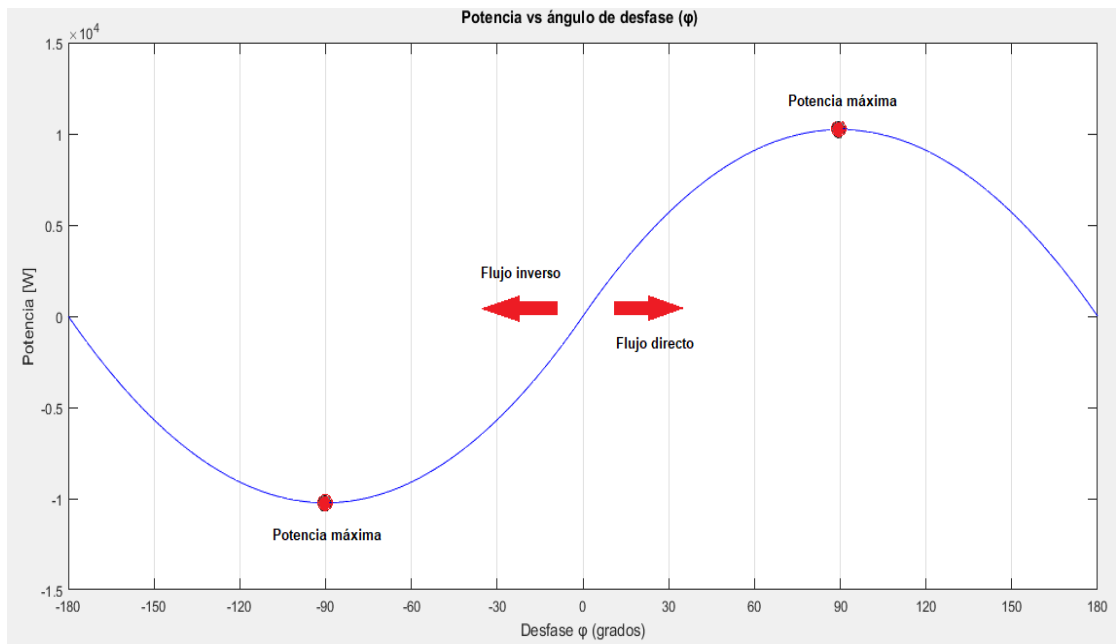
$$i(\varphi) = \frac{V_{dc1}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{nV_{dc2}}{V_{dc1}} - 1 \right) + \varphi \right] \quad (6)$$

Establecida la función de la corriente i_{dab1} se puede plantear la ecuación para la potencia del convertidor, se asume que no se presentan pérdidas, por tal la potencia de entrada $P_{in} = V_{dc1} * i_{in}$ y la potencia de salida $P_{out} = V_{dc2} * i_{out}$, son iguales $P_{in} = P_{out}$.

$$P_{in} = \varphi \left(\frac{n V_{dc1} V_{dc2}}{\omega L} \right) \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad -\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \quad (7)$$

El rango para φ se limita entre -90 y 90 grados con respecto al periodo de conmutación, debido a que después de estos valores la potencia disminuye (ver Figura 9). La potencia positiva (flujo directo) representa una transferencia de potencia desde el puente de entrada al puente de salida y la potencia negativa (flujo inverso) representa un flujo de potencia desde el puente de salida al puente de entrada, evidenciándose la bidireccionalidad del convertidor.

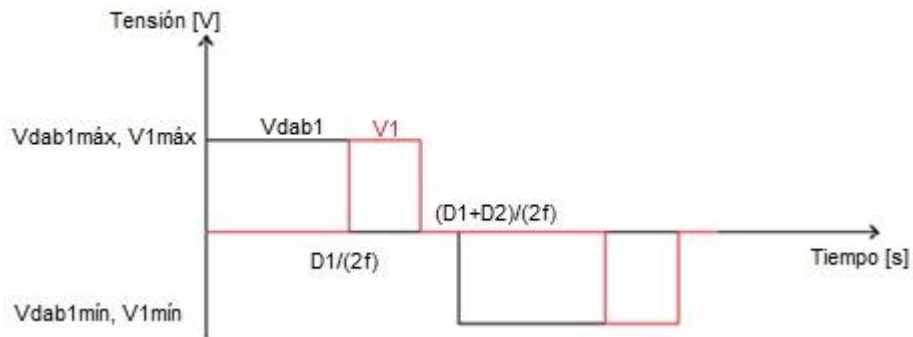
Figura 9. Potencia transmitida [W] vs desfase φ [grados] en el convertidor



3.2 Modulación triangular (TRM).

Esta modulación es sugerida para transferencia de baja potencia en el convertidor. El flujo de potencia puede ser controlado con dos grados de libertad: la razón del ciclo útil de cada uno de los dos puentes, denotados como D_1 y D_2 . En esta modulación la tensión a través de la inductancia es la tensión V_{dab1} ó V_1 , no la combinación de los dos como en el anterior caso (SPS). La tensión a través de la inductancia de fuga es V_{dab1} ó V_1 , como se evidencia en la Figura 10. Las ecuaciones mostradas en esta sección son tomadas de la referencia [7].

Figura 10. Modulación TRM



La potencia transmitida es:

$$P_{in} = \frac{V_{dc1}^2 D_1^2}{L f} \quad (8)$$

Las razones de los ciclos utiles están dados como:

$$D_1 = \frac{\sqrt{P_{in} L f}}{V_{dc1}} \quad (9)$$

$$D_2 = D_1 \frac{nV_{dc1}}{V_{dc2}} \quad (10)$$

La corriente rms a través de la inductancia es expresada como:

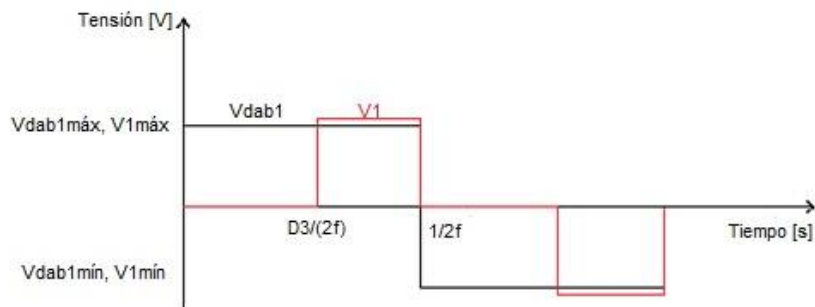
$$i_L = \frac{V_{dc1} D_1}{L f} \sqrt{\frac{2}{3} (D_1 + D_2)} \quad (11)$$

Donde n es la relación de transformación del transformador de alta frecuencia, f la frecuencia de conmutación, V_{dc2} y V_{dc1} las tensiones de salida y de entrada del convertidor respectivamente.

3.3 Desplazamiento de fase simple extendido (ESPS).

Esta modulación combina SPS y TRM. Se pueden obtener dos modos: en el modo 1 el puente de entrada puede trabajar bajo SPS y el de salida bajo TRM como se evidencia en la Figura 11, ó en el modo 2 de la manera contraria. El control se ejerce a la razón de ciclo útil D_3 del TRM [7].

Figura 11. Modulación ESPS



La potencia transmitida se define como:

$$P_{in} = \frac{V_{dc2} V_{dc1} D_3 (1 - D_3)}{4 n f L} \quad (12)$$

Donde n es la relación de transformación del transformador de alta frecuencia, V_{dc2} y V_{dc1} , las tensiones de salida y de entrada del convertidor respectivamente.

D_3 se define para $0 \leq D_3 \leq 0.5$ y su ecuación está dada por:

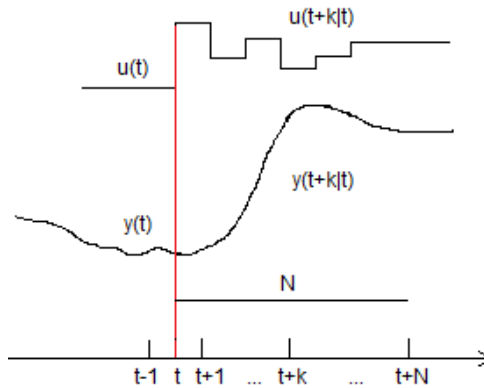
$$D_3 = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{16|P_{in}| 2f L n}{V_{dc2} V_{dc1}}} \right) \quad (13)$$

3.4 Control predictivo basado en modelo MPC (Model Predictive Control).

Desarrollado a finales de los años setenta y hoy en día desarrollado considerablemente tanto en la industria como en las instituciones de educación superior. El control predictivo no estipula una estrategia de control específica sino un conjunto de métodos de control que hacen uso del modelo del proceso para obtener una señal de control minimizando una función objetivo. Los distintos algoritmos empleados en un control predictivo dependerán del modelo a emplear y de las condiciones de la función objetivo, entre las cuales se encuentran las variaciones o perturbaciones del sistema [8]. Las ecuaciones mostradas en esta sección son tomadas de la referencia [9].

3.4.1 Estrategia del control predictivo basado en modelo. La forma de llevar a cabo los procesos de los controladores basados en MPC, se caracteriza por la siguiente estrategia (ver Figura 12).

Figura 12. Evolución señal de control y salida de un sistema bajo MPC



Fuente: Adaptado de BORDONS, Carlos. Control Predictivo: Pasado, Presente y Futuro. En: Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI). Octubre, 2010.

- Los valores futuros de las salidas son predecidas para un horizonte determinado N , denominado horizonte de predicción. Dicha predicción se lleva a cabo cada instante t empleando el correspondiente modelo del proceso que se desea controlar. Los valores futuros de la salida $y(t+k|t)$ para $k = 1 \dots N$ dependerán de los valores previamente conocidos de las entradas y salidas y de las señales de control $u(t+k|t), k = 1 \dots N-1$.
- La manera como van a actuar las señales de control depende de la minimización de las funciones de costo del sistema, las cuales buscan que el sistema siga una referencia bajo unas restricciones que modelen adecuadamente el proceso en cuestión. La señal de control es enviada al proceso y el algoritmo se repetirá para valores futuros.

3.4.2 Aplicación del MPC al convertidor en topología de puentes activos dual [9]. El principio de funcionamiento del convertidor bajo el MPC está basado en un número finito de posibles estados de conmutación, los cuales son evaluados y el estado que minimice las funciones de costo serán determinadas como el siguiente

estado de conmutación del sistema. Los estados de conmutación están propuestos de la siguiente forma:

$$S_a = \begin{cases} 1, & S_1 \text{ encendido y } S_2 \text{ apagado} \\ 0, & S_1 \text{ apagado y } S_2 \text{ encendido} \end{cases} \quad (13)$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & S_3 \text{ encendido y } S_4 \text{ apagado} \\ 0, & S_3 \text{ apagado y } S_4 \text{ encendido} \end{cases} \quad (14)$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & S_5 \text{ encendido y } S_6 \text{ apagado} \\ 0, & S_5 \text{ apagado y } S_6 \text{ encendido} \end{cases} \quad (15)$$

$$S_d = \begin{cases} 1, & S_7 \text{ encendido y } S_8 \text{ apagado} \\ 0, & S_7 \text{ apagado y } S_8 \text{ encendido} \end{cases} \quad (16)$$

Expresando los estados de conmutación de cada puente (S_{puente}) en función de los estados anteriores, se obtiene,

$$S_{puente1} = S_a - S_b, \quad S_{puente2} = S_c - S_d \quad (17)$$

El convertidor puede trabajar de modo elevador o reductor, permitiendo el flujo de potencia en ambas direcciones, debido a esto se establecen las correspondientes ecuaciones de tensiones y corrientes para cada modo.

3.4.3 Modo reductor. Usando la aproximación de Euler expresada como:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (18)$$

Donde T_s es el tiempo de muestreo y L_{eq} es la inductancia equivalente en alta o en baja respectivamente; se obtienen las siguientes formulas para calcular las

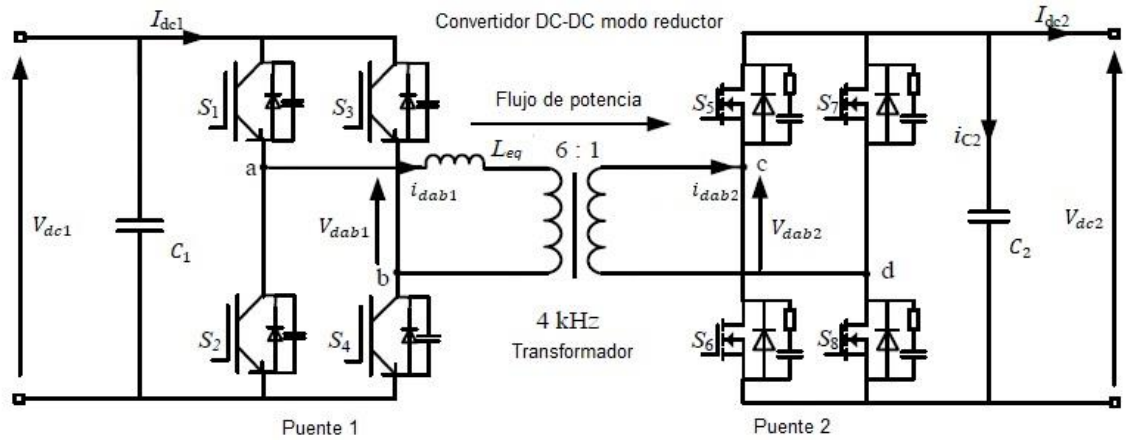
corrientes y tensiones para el siguiente intervalo de muestreo ($k + 1$).

$$i_{dab1}(k + 1) = i_{dab1}(k) + \frac{T_s}{L_{eq}} \{S_{puente1}V_{dc1}(k) - nV_{dab2}(k)\} \quad (19)$$

$$V_{dc2}(k + 1) = V_{dc2}(k) + \frac{T_s}{C_2} \{S_{puente2}i_{dab2}(k) - I_{dc2}(k)\} \quad (20)$$

La Figura 13 muestra el convertidor en modo reductor.

Figura 13. Flujo de potencia convertidor modo reductor



Fuente: Adaptado de TAYLOR, P, et al. Model Predictive Control of Bidirectional Isolated DCDC Converter for Energy Conversion System. International Journal of Electronics. Abril, 2015.

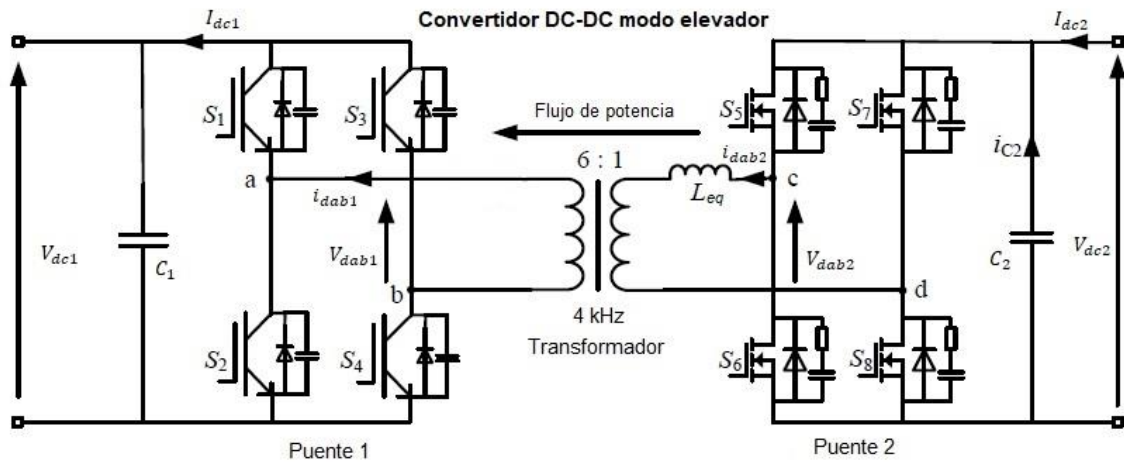
3.4.4 Modo elevador. Al igual que en el modo anterior y haciendo uso de la aproximación de Euler se obtienen las siguientes formulas para calcular las corrientes y tensiones para el siguiente intervalo de muestreo ($k + 1$).

$$i_{dab2}(k+1) = i_{dab2}(k) + \frac{T_s}{L_{eq}} \left\{ S_{puente2} V_{dc2}(k) - \frac{V_{dab1}(k)}{n} \right\} \quad (21)$$

$$V_{dc1}(k+1) = V_{dc1}(k) + \frac{T_s}{C_1} \{ S_{puente1} i_{dab1}(k) - I_{dc1}(k) \} \quad (22)$$

La Figura 14 muestra el convertidor en modo elevador.

Figura 14. Flujo de potencia convertidor modo elevador



Fuente: Adaptado de TAYLOR, P, et al. Model Predictive Control of Bidirectional Isolated DCDC Converter for Energy Conversion System. International Journal of Electronics. Abril, 2015.

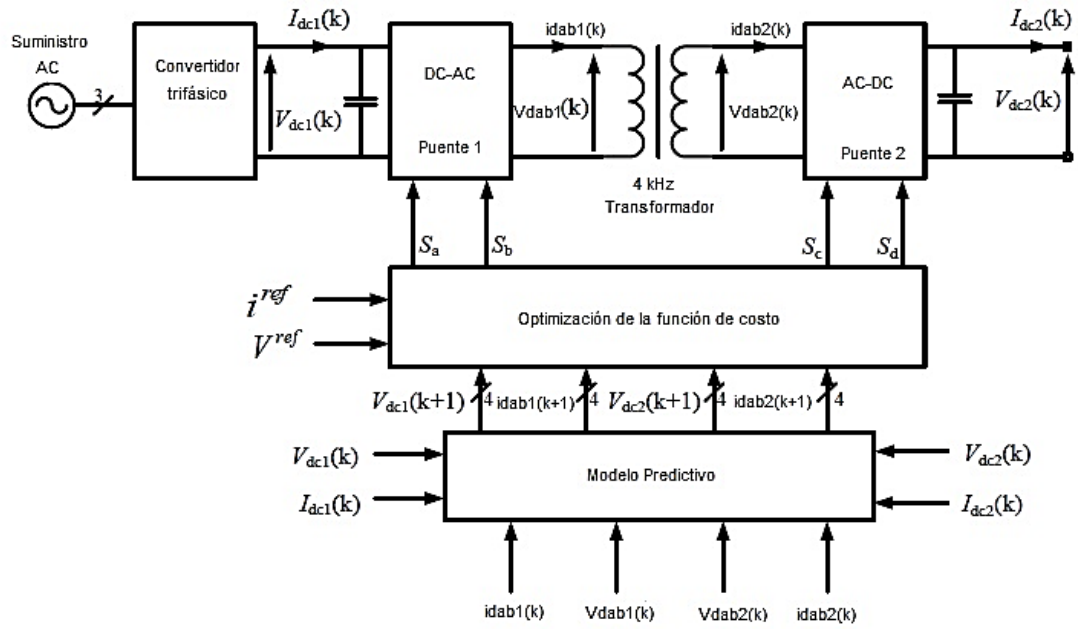
3.4.5 Funciones de costo. Se proponen funciones de costo tanto para tensiones como para corrientes. Las funciones de costo se encargarán de establecer el error entre las tensiones y corrientes de referencia y sus predicciones respectivas [9].

$$g_i = |i^{ref}(k+1) - i^p(k+1)| \quad (23)$$

$$g_r = |V^{ref}(k + 1) - V^p(k + 1)| \quad (24)$$

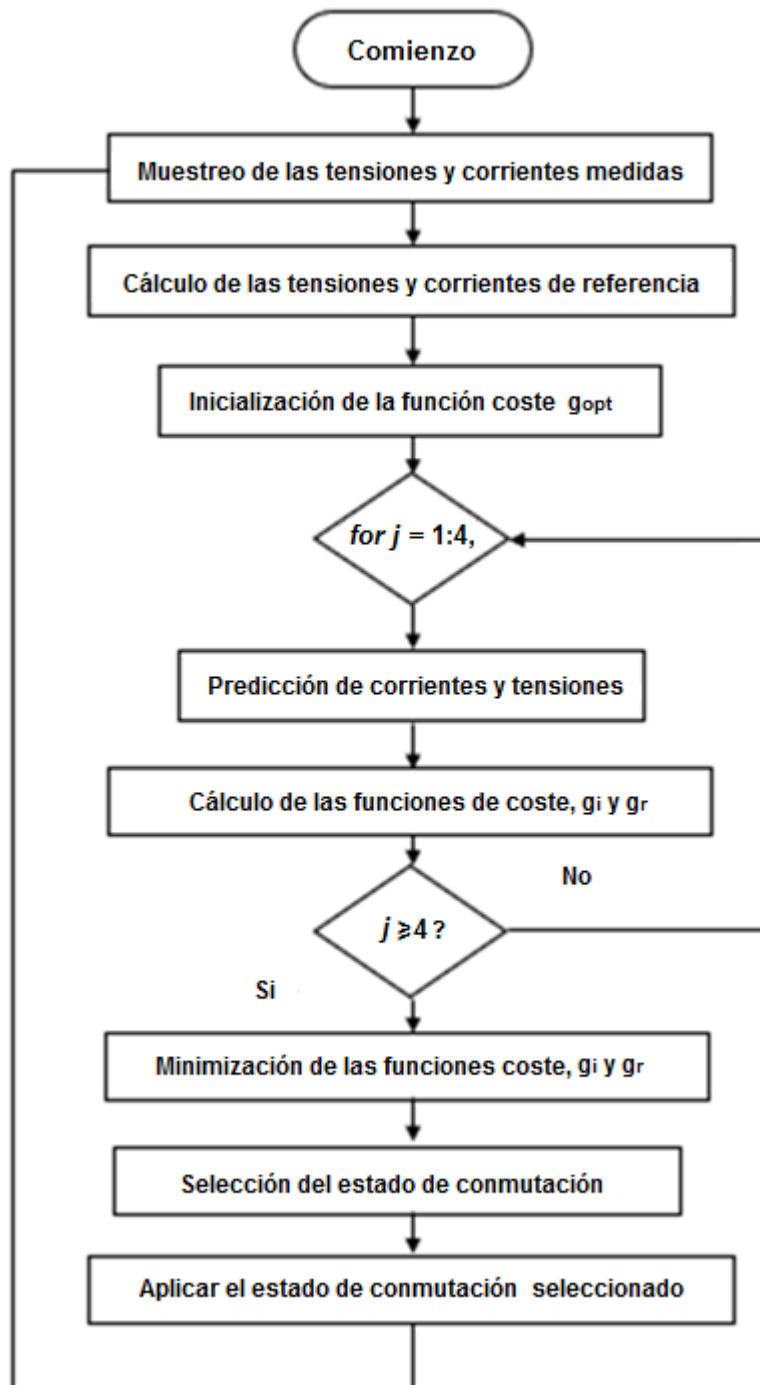
3.4.6 Esquema de control. El algoritmo del MPC se presenta en la Figura 16. Al comenzar, el modo de operación es seleccionado dependiendo de la dirección del flujo de potencia. En modo reductor, la corriente $i_{dab1}(k)$ es medida y su futuro valor $i_{dab1}(k + 1)$ es predecido usando la ecuación (20) para cada uno de los cuatro posibles estados de conmutación del puente 1 ($S_{puente1}$). De manera simultánea para el puente 2, el valor presente de $V_{dc2}(k)$ es medido y es realizada la predicción para $V_{dc2}(k + 1)$ usando la ecuación (21), para cada uno de los cuatro posibles estados de conmutación del puente 2 ($S_{puente2}$). Dichas predicciones son comparadas con la corriente de referencia del puente 1 y la tensión de referencia del puente 2 utilizando las funciones de costo (24) y (25). Al finalizar dicha acción para cada estado posible de conmutación se elige los estados respectivos que minimizan cada función de costo. Al trabajar el convertidor en modo elevador se realizan las predicciones para $i_{dab2}(k + 1)$ y $V_{dc1}(k + 1)$ y se procede de igual manera que en el modo reductor, seleccionandose los estados de conmutación que minimicen las funciones de costo [9]. En la Figura 15 se muestra el esquema de control para el modelo predictivo.

Figura 15. Esquema del control MPC en el convertidor



Fuente: Adaptado de TAYLOR, P, et al. Model Predictive Control of Bidirectional Isolated DCDC Converter for Energy Conversion System. International Journal of Electronics. Abril, 2015.

Figura 16. Diagrama de flujo del algoritmo de control



Fuente: Adaptado de Taylor, P, & Akagi, H. (2015). Model Predictive Control of Bidirectional Isolated DCDC Converter for Energy Conversion System. *International Journal of Electronics*

4. PARÁMETROS Y MÉTODO DE SIMULACIÓN

El método de control seleccionado es el SPS (Single Phase Switching), debido a que representa una implementación sencilla de llevar a cabo y proporciona buenas cualidades como las mencionadas en el capítulo tres. Se llevó a cabo la simulación de un transformador de alta frecuencia basado en datos de un transformador comercial, por tal los valores de las tensiones, potencia y frecuencia del mismo se realiza de acuerdo a los valores especificados por el fabricante.

4.1 Características del convertidor.

Los parámetros tenidos en cuenta para el diseño del convertidor fueron: relación de espiras del transformador de alta frecuencia, frecuencia de conmutación del sistema, capacitores a la entrada y salida del convertidor y potencia a transmitir.

4.1.1 Transformador de alta frecuencia. El transformador fue seleccionado del catálogo de transformadores planares de la empresa Payton Planar Magnetics Ltd (ver Anexo A y Tabla 1).

Tabla 1. Parámetros del transformador de alta frecuencia

Potencia total de salida	7500[W]
Rango de tensión de entrada	487.5 – 624 [V]
Rango de tensión de salida	375 – 480 [V]
Topología	Puente completo, ZVS
Relación de transformación	13:10
Eficiencia típica	97 – 99%
Rangos recomendados de frecuencia	50[kHz] – 2[MHz]

Fuente: Adaptado de Empresa Payton Planar Magnetics Ltd

La ecuación de la potencia de entrada del convertidor es la siguiente:

$$P_{in} = \varphi \left(\frac{n V_{dc1} V_{dc2}}{2\pi f L} \right) \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (25)$$

La simulación del transformador de alta frecuencia se trabajó con los parámetros establecidos en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros del transformador de alta frecuencia

Tensión nominal primario	624 [V]
Tensión nominal secundario	480 [V]
Frecuencia operación	70 [kHz]
Potencia nominal	7500 [W]
n	1.3

4.1.2 Capacitores de entrada y salida. Tienen como función controlar el rizado de las tensiones tanto de entrada como de salida del convertidor (ver Figura 17). Los rizados en las tensiones o pequeñas componentes de alterna, son fenómenos producidos debido a la rectificación de las señales (alterna a continua). Implementando un condensador como filtro se puede reducir notablemente los rizados en las tensiones.

El valor mínimo de los capacitores necesarios a la entrada y salida del convertidor para suavizar las formas de ondas generadas como resultado de la acción de conmutación es [6]:

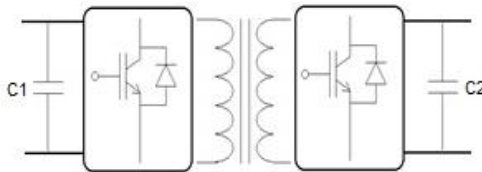
$$C_{\min} = \frac{50 * P}{V_{DC}^2 * f_{sw}} \quad (26)$$

P , potencia transmitida.

f_{sw} , frecuencia de conmutación.

V_{DC} , tensión de conexión del capacitor

Figura 17. Disposición de los capacitores tanto en la entrada como en la salida del convertidor.



En la Tabla 3 se presentan los valores calculados de los capacitores C_1 , C_2 , obtenidos de la ecuación (27) con las tensiones correspondientes de conexión para cada capacitor.

Tabla 3. Valor de los capacitores conectados en la entrada y salida del convertidor.

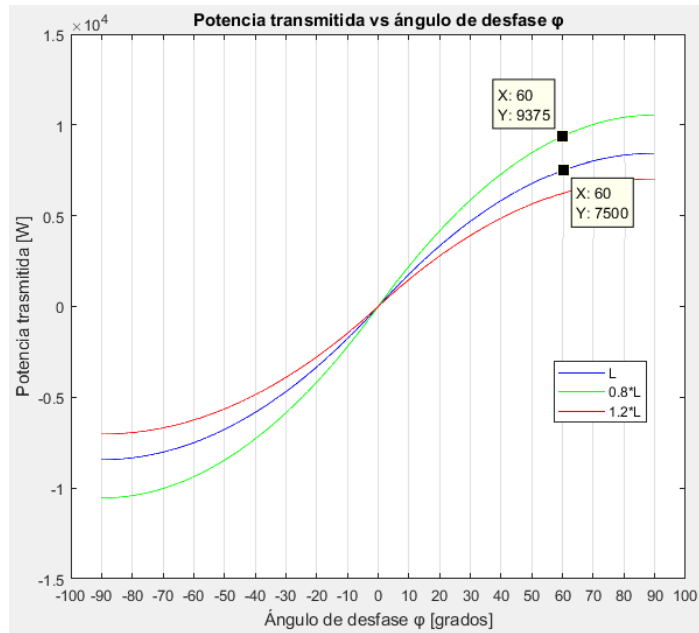
Capacitor	Valor [μF]
C_1	13.76
C_2	23.25

4.1.3 Inductancia de fuga. La inductancia de fuga (L) es el elemento que delimitará la cantidad de potencia máxima a transmitir en el convertidor, para la simulación se considerará externa y la inductancia de dispersión del transformador de alta frecuencia despreciable, para su cálculo se emplea la ecuación (26), despejando L

$$L = \varphi \left(\frac{n V_{dc1} V_{dc2}}{2\pi P_{in} f} \right) \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (28)$$

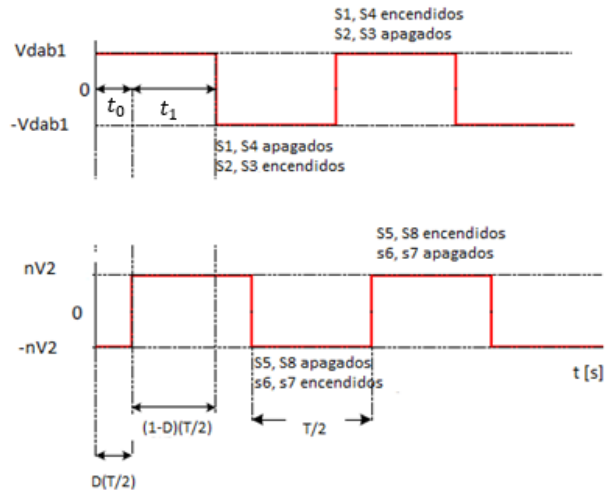
Se asume un valor nominal de $\varphi = 60^\circ$ para realizar el cálculo de la inductancia y la potencia a transmitir es la nominal del transformador de alta frecuencia ($P = 7500[W]$). Realizando los cálculos respectivos, se obtiene un valor de inductancia de fuga $L = 82.41 [\mu H]$. En la Figura 18 se ilustra el comportamiento de una inductancia de $0.8L$, $1.2L$ y L . Lo cual indica, que si se emplea una inductancia menor a la calculada, se puede obtener una transferencia de mayor potencia (25% más), para el mismo ángulo de desfase φ , ampliando significativamente el rango de potencia transmitida en el convertidor. Por tal motivo se elige una inductancia $0.8L = 65.93[\mu H]$.

Figura 18. Comportamiento de la potencia transmitida ante la variación de $\pm 20\%$ de la inductancia de fuga (L)



4.1.4 Modelo en pequeña señal. Se realiza la caracterización del convertidor por medio de su modelo en pequeña señal con ayuda del modelo en espacio de estados promediado. Para la construcción de este modelo, la descripción del espacio de estados de cada intervalo de conmutación es obtenido y multiplicado por el desfase para ese intervalo [10]. El esquema de conmutación es mostrado en la Figura 19.

Figura 19. Esquema de conmutación de los IGBT



El desfase en función del tiempo (x) es expresado de la siguiente manera por medio de una regla de tres simple directa, donde φ se encuentra en radianes y $D = \frac{\varphi}{\pi}$:

$$\frac{T}{2} \text{ --- } \rightarrow \pi$$

$$x < \text{ --- } \varphi \tag{29}$$

$$x = \frac{\varphi}{\pi} \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{DT}{2}$$

4.1.4.1 Operación del convertidor en modo reductor (buck). Cuando el convertidor trabaja en modo reductor, se establece un flujo de potencia directo. El esquemático del convertidor para los períodos t_0 y t_1 se observa en las figuras 20 y 21, respectivamente.

Figura 20. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_0

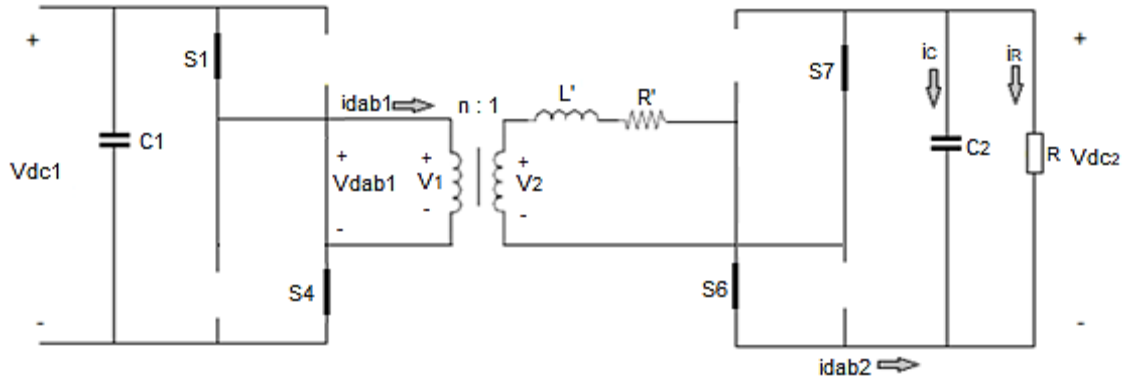
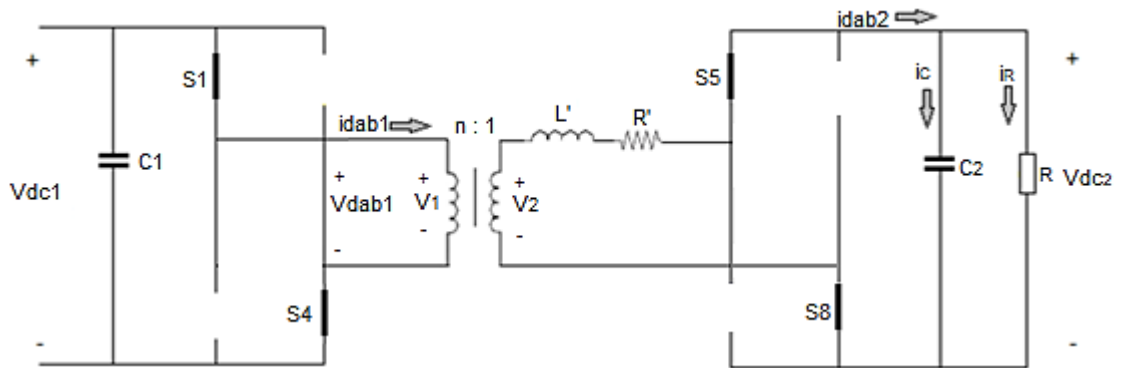


Figura 21. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_1



Donde R' y L' , son los parámetros R_L y L referidos al secundario del transformador.

Los circuitos equivalentes para cada período se observan en las figuras 22 y 23 respectivamente.

Figura 22. Circuito simplificado para t_0

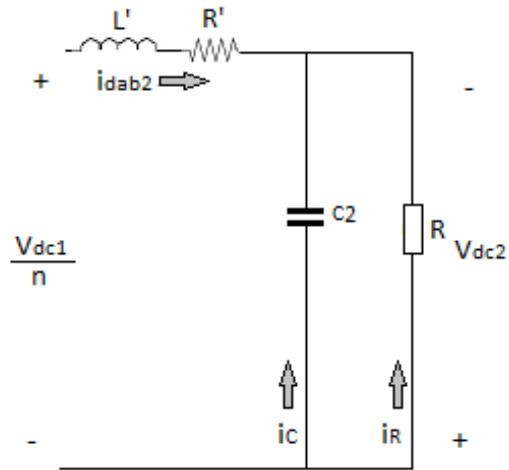
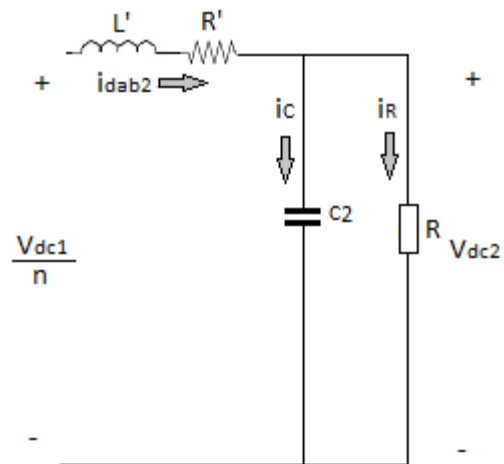


Figura 23. Circuito simplificado para t_1



Las ecuaciones correspondientes para la Figura 22 son:

$$-\frac{V_{dc1}}{n} + L' \frac{d}{dt} i_{dab2} + R' i_{dab2} - V_{dc2} = 0 \quad (30)$$

$$i_{dab2} + \frac{V_{dc2}}{R} + C_2 \frac{d}{dt} V_{dc2} = 0 \quad (31)$$

Las ecuaciones correspondientes para la Figura 23 son:

$$-\frac{V_{dc1}}{n} + L' \frac{d}{dt} i_{dab2} + R' i_{dab2} + V_{dc2} = 0 \quad (32)$$

$$-i_{dab2} + \frac{V_{dc2}}{R} + C_2 \frac{d}{dt} V_{dc2} = 0 \quad (33)$$

Expresando en espacio de estados las anteriores ecuaciones se obtiene:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dab2} \\ V_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & \frac{1}{L'} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dab2} \\ V_{dc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{nL'} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc1} \quad (34)$$

$$\frac{d}{dt} x = A_1 x + B_1 u \quad (35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dab2} \\ V_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & -\frac{1}{L'} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dab2} \\ V_{dc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{nL'} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc1} \quad (36)$$

$$\frac{d}{dt} x = A_2 x + B_2 u \quad (37)$$

El modelo de pequeña señal del convertidor trabajando en modo reductor puede ser construido empleando las ecuaciones (35) y (37) en la siguiente ecuación:

$$s\hat{x} = A\hat{x} + B\hat{u} + \{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U\}\hat{d} \quad (38)$$

\hat{x} , pequeña variación de las variables del espacio de estados

\hat{u} , pequeña variación de las variables independientes

\hat{d} , pequeña variación del desfase

X , valor estático de las variables del espacio de estados

U , valor estático de las variables independientes

A_1, A_2, B_1, B_2 , Matrices de las ecuaciones (34) y (36)

Las matrices A y B , en (38) son iguales a:

$$A = DA_1 + (1 - D)A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & \frac{2D - 1}{L'} \\ \frac{2D + 1}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$B = DB_1 + (1 - D)B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{nL'} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$(A_1 - A_2) \begin{bmatrix} \hat{i}_{dab2} \\ \hat{V}_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2V_{dc2}}{L'} \\ -\frac{2\hat{i}_{dab2}}{C_2} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Siendo D el valor estático del desfase.

Reemplazando en la ecuación (38), se obtiene:

$$s \begin{bmatrix} \hat{i}_{dab2} \\ \hat{v}_{dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & \frac{2D - 1}{L'} \\ \frac{1 - 2D}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{dab2} \\ \hat{v}_{dc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{nL'} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{dc1} + \begin{bmatrix} \frac{2V_{dc2}}{L'} \\ -\frac{2\hat{i}_{dab2}}{C_2} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (42)$$

De la ecuación (42), se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$Gid_{buck} \Big|_{\substack{\hat{v}_{dc2}=0 \\ \hat{v}_{dc1}=0}} = \frac{\hat{i}_{dab2}}{\hat{d}} = \frac{2V_{dc2}}{sL' + R'} = \frac{2V_{dc2}}{n^{-2}(sL + R_L)} \quad (43)$$

$$Gvi_{buck} \Big|_{\substack{\hat{v}_{dc1}=0 \\ \hat{d}=0}} = \frac{\hat{v}_{dc2}}{\hat{i}_{dab2}} = \frac{(1 - 2D)R}{sRC_2 + 1} \quad (44)$$

4.1.4.2 Operación del convertidor en modo elevador (boost). Cuando el convertidor trabaja en modo elevador, se establece un flujo de potencia inverso, el esquemático del convertidor para los períodos t_0 y t_1 se muestra en las figuras 24 y 25, respectivamente.

Figura 24. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_0

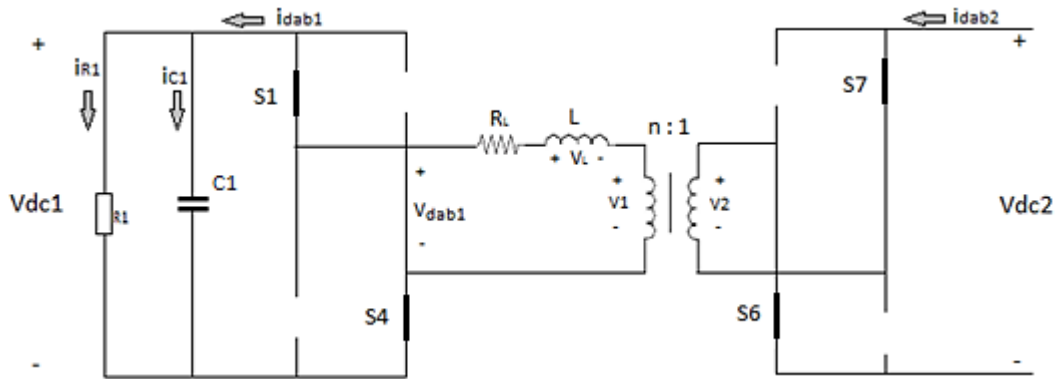
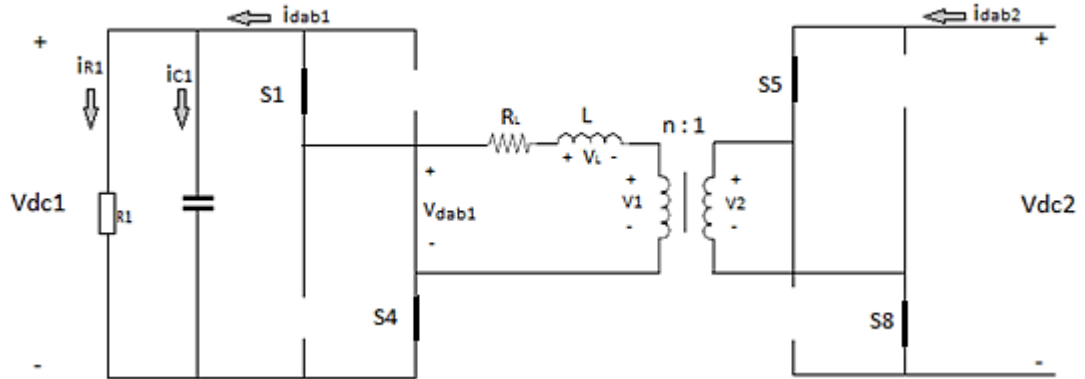


Figura 25. Circuito respectivo para el intervalo de tiempo t_1



Empleando el mismo planteamiento de ecuaciones que en el caso reductor, se obtienen las siguientes funciones de transferencia:

$$G_{id_{buck}} \Big|_{\substack{\hat{v}_{dc2}=0 \\ \hat{v}_{dc1}=0}} = \frac{\hat{i}_{dab1}}{\hat{d}} = \frac{2V_{dc1}}{sL + R_L} \quad (45)$$

$$G_{vi_{buck}} \Big|_{\substack{\hat{v}_{dc1}=0 \\ \hat{d}=0}} = \frac{\hat{v}_{dc2}}{\hat{i}_{dab2}} = \frac{(1 - 2D)R_1}{sR_1C_1 + 1} \quad (46)$$

4.1.5 Controlador. El esquema de control que se implementa es de doble lazo (control modo corriente, ver Figura 26), donde un primer lazo de tensión provee una referencia al siguiente lazo que es de corriente y éste proporcionará el desfase necesario para la conmutación de los IGBT. Un doble lazo de control proporciona una mayor eficacia frente a perturbaciones en la tensión de entrada del convertidor, debido a que estas pueden ser corregidas más rápidamente comparado con un control de un solo lazo (ver Figura 27), donde la perturbación demoraría más en propagarse desde la tensión de entrada hasta la de salida, donde puede ser observada y corregida por el controlador.

Figura 26. Esquema control modo corriente

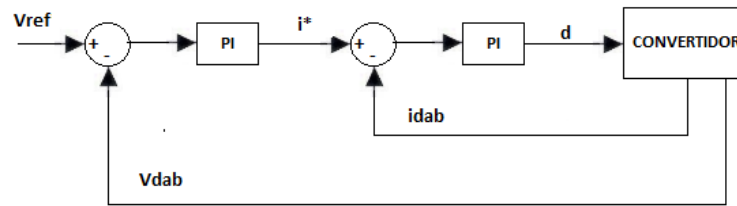
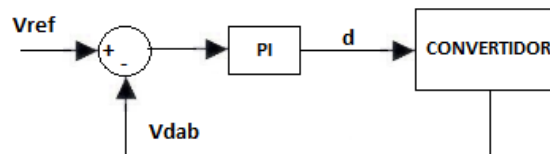


Figura 27. Esquema control modo tensión



Los compensadores PI que se emplearán en las correspondientes simulaciones son de la siguiente forma:

$$H_{PI}(s) = H_{\infty} \left(1 + \frac{2\pi f_L}{s} \right) \quad (47)$$

H_{∞} , ganancia del compensador cuando $s \rightarrow \infty$.

f_L , frecuencia del compensador.

Siendo más común encontrarlos expresados de la siguiente manera:

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (48)$$

K_p , ganancia proporcional del compensador.

K_i , ganancia integral del compensador.

Se debe tener en cuenta el retraso del muestreo, debido a la limitación de los microcontroladores y DSP (procesador digital de señales). Estos dispositivos, los cuales son comúnmente usados para implementar los esquemas de control, no permiten que la frecuencia de muestreo llegue a ser muy alta. Dicho retraso debe ser tenido en cuenta en la construcción del controlador, siendo aproximado a [6]:

$$T_{sm} = e^{\frac{-s}{2f}} \quad (49)$$

Por condición de magnitud, $|H_\infty|$, se calcula:

$$1 = |T_{sm} * G_{SS} * H_{PI}| \quad (50)$$

$$1 = \left| T_{sm}(j2\pi f_{corte}) * G_{SS}(j2\pi f_{corte}) * H_\infty \left(1 + \frac{2\pi f_L}{s} \right) \right| \quad (51)$$

$$|H_\infty| = \left| \frac{1}{T_{sm}(j2\pi f_{corte}) * G_{SS}(j2\pi f_{corte}) * \left(1 + \frac{2\pi f_L}{s} \right)} \right| \quad (52)$$

G_{SS} , la función de transferencia a controlar

f_L , frecuencia del compensador

f_{corte} , frecuencia a la cual el margen de ganancia es igual a 0 [dB] ó su magnitud igual a 1.

4.1.5.1 Diseño del lazo interno (lazo de corriente) para el modo reductor (Buck). El esquema de control del lazo interno empleado para el convertidor en

modo reductor se presenta en la Figura 28. Se construye un lazo de rápida respuesta ubicando la frecuencia de corte $f_{corte} = 23.3 [kHz]$, resultando en un margen de fase de 45.9° , según como se muestra en el diagrama de Bode de la Figura 29. Los parámetros para el controlador (lazo corriente) están expresados en la Tabla 4.

Figura 28. Esquema de control lazo interno modo reductor (Buck)

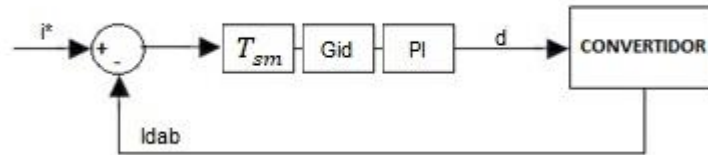
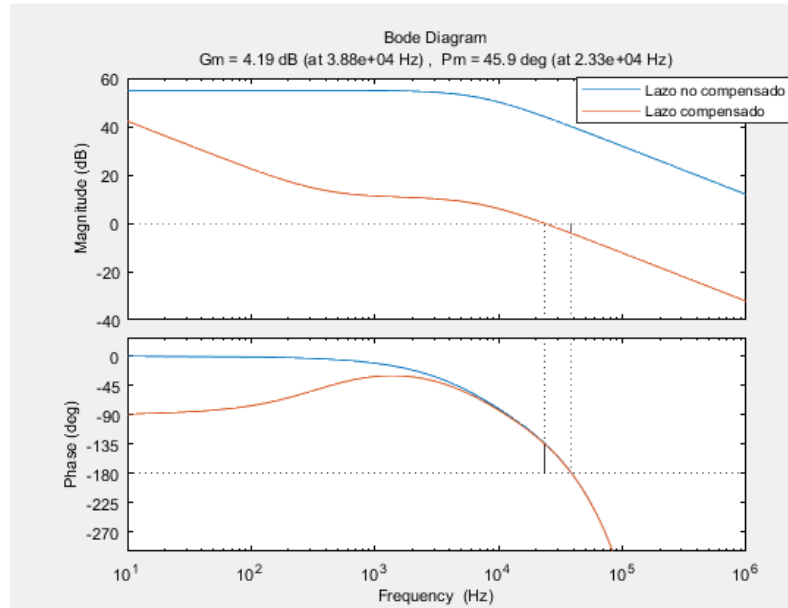


Tabla 4. Parámetros del controlador (lazo de corriente) modo reductor(Buck)

Parámetro	Valor
Constantes	$K_p = 0.006212$ $K_i = 14.49$
f_{corte}	23.3 [kHz]
f_L	1.16 [kHz]
Margen de fase	45.9°
Margen de ganancia	4.19 [dB]

Figura 29. Diagrama de Bode del lazo de corriente para el modo reductor (Buck)



4.1.5.2 Diseño del lazo externo (lazo de tensión) para el modo reductor (Buck).

El esquema de control del lazo externo empleado para el convertidor en modo reductor se presenta en la Figura 30. Se ubica la frecuencia de corte $f_{corte} = 778 [Hz]$, resultando en un margen de fase de 83.8° , según como se muestra en el diagrama de Bode de la Figura 31. Los parámetros para el controlador (lazo tensión) están expresados en la Tabla 5.

Figura 30. Esquema de control de lazo de tensión modo reductor (Buck).

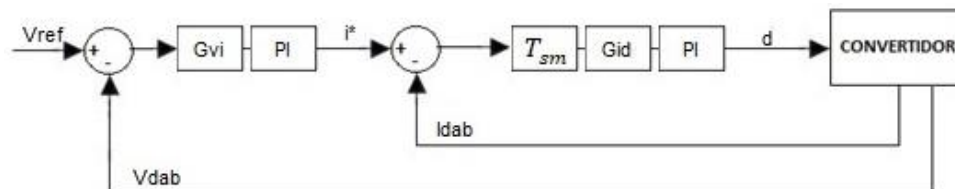
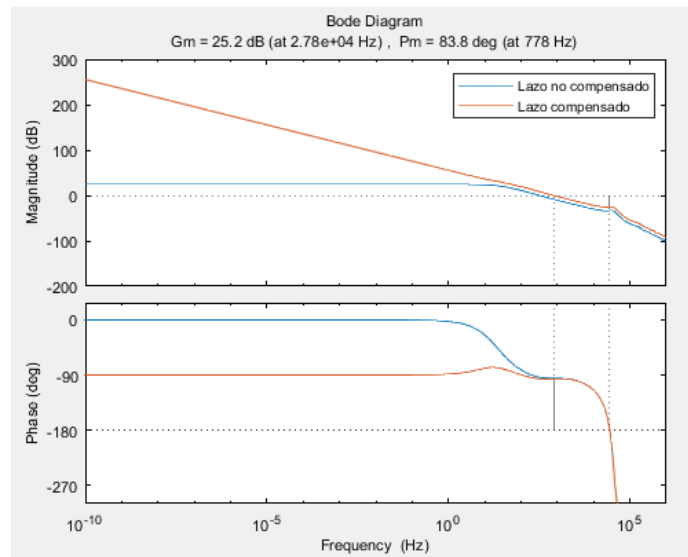


Tabla 5. Parámetros del controlador (lazo de tensión) modo reductor (Buck).

Parámetro	Valor
Constantes	$K_p = 2.593$ $K_i = 226.9$
f_{corte}	778 [Hz]
f_L	43.75 [Hz]
Margen de fase	83.8°
Margen de ganancia	25.2 [dB]

Figura 31. Diagrama de Bode del lazo de tensión modo reductor (Buck).

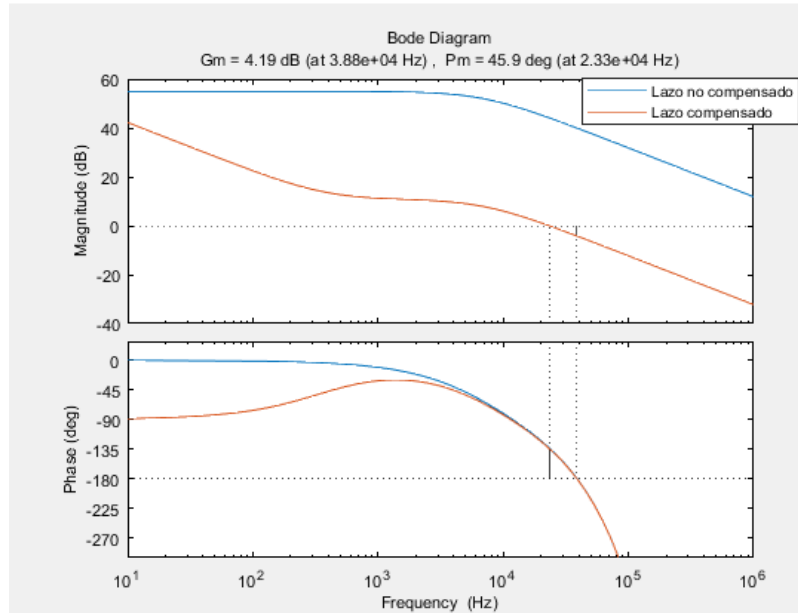


4.1.5.3 Diseño del lazo interno (lazo de corriente) para el modo elevador (Boost). El diseño del controlador para el modo elevador (Boost), se realiza de la misma manera en que se implementó el controlador para el modo reductor (Buck). Los parámetros para el controlador (lazo de corriente) están expresados en la Tabla 6 y su respectivo diagrama de Bode se presenta en la Figura 32.

Tabla 6. Parámetros del controlador (lazo de corriente) modo elevador (Boost)

Parámetro	Valor
Constantes	$K_p = 0.008076$ $K_i = 18.84$
f_{corte}	23.3 [kHz]
f_L	1.16 [kHz]
Margen de fase	45.9°
Margen de ganancia	4.19 [dB]

Figura 32. Diagrama de Bode del lazo de corriente modo elevador (Boost)

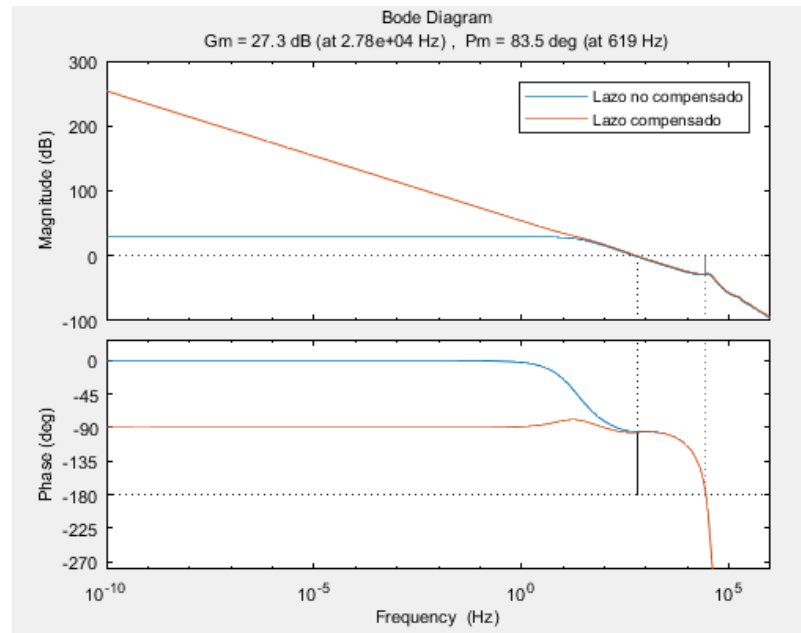


4.1.5.4. Diseño del lazo externo (lazo de tensión) para el modo elevador (Boost). Los parámetros para el controlador (lazo de tensión) están expresados en la Tabla 7 y su respectivo diagrama de Bode se presenta en la Figura 33.

Tabla 7. Parámetros del controlador (lazo de tensión) modo elevador (Boost)

Parámetro	Valor
Constantes	$K_p = 1.2$ $K_i = 112$
f_{corte}	619 [Hz]
f_L	46.67 [Hz]
Margen de fase	83.5°
Margen de ganancia	27.3 [dB]

Figura 33. Diagrama de Bode del lazo de tensión modo elevador (Boost)



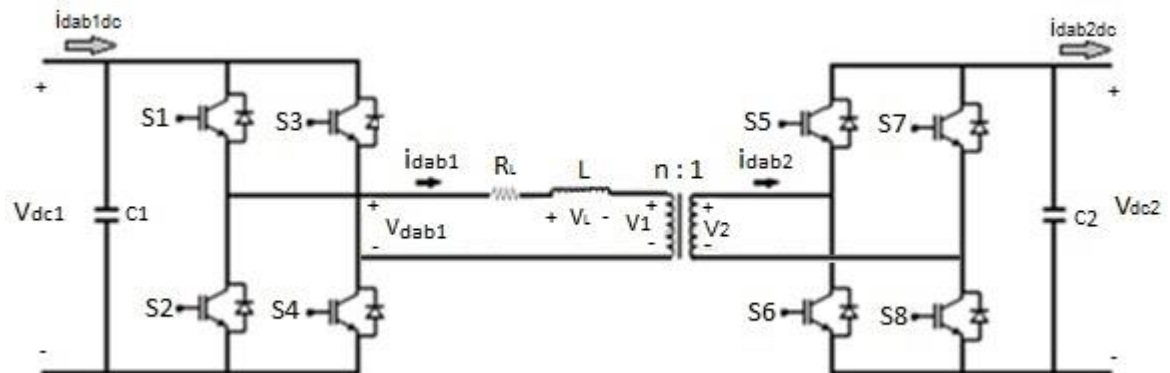
5. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES BAJO DIFERENTES CONDICIONES

A continuación, se presenta el circuito del convertidor DC-DC en topología de puentes activos que se simuló en el software MATLAB R2017a. El tiempo total empleado de simulación fue de 0.2[s].

5.1 Circuito simulado.

El circuito simulado se presenta en la Figura 34. Para la simulación se consideró un modelo ideal para los IGBT, es decir, éstos se comportan como interruptores ideales.

Figura 34. Circuito del convertidor a simular



En la Tabla 8 se presentan los parámetros de simulación del circuito del convertidor.

Tabla 8. Parámetros del convertidor

V_1	624 [V]
V_2	480 [V]
Frecuencia conmutación	70 [kHz]
Potencia nominal	7500 [W]
n	1.3
V_{dc1}	624 [V]
V_{dc2}	480 [V]
C_1	137.6 [μF]
C_2	232.5 [μF]
L	65.93 [μH]
R_L	2.9 [Ω]
φ nominal	41.62°

Debido a que el valor de los condensadores calculados corresponde a un valor mínimo, se simuló inicialmente el circuito bajo variación de potencia en un tiempo de 0.1 [s] con dichos condensadores, y a su vez con condensadores con valor de capacitancia diez veces mayor a los calculados, evidenciándose una mejor respuesta frente valores de capacitancia mayores (ver Figura 35).

Figura 35. Tensión de salida con condensadores calculados (gráfica verde) y condensadores de mayor capacitancia (gráfica naranja).

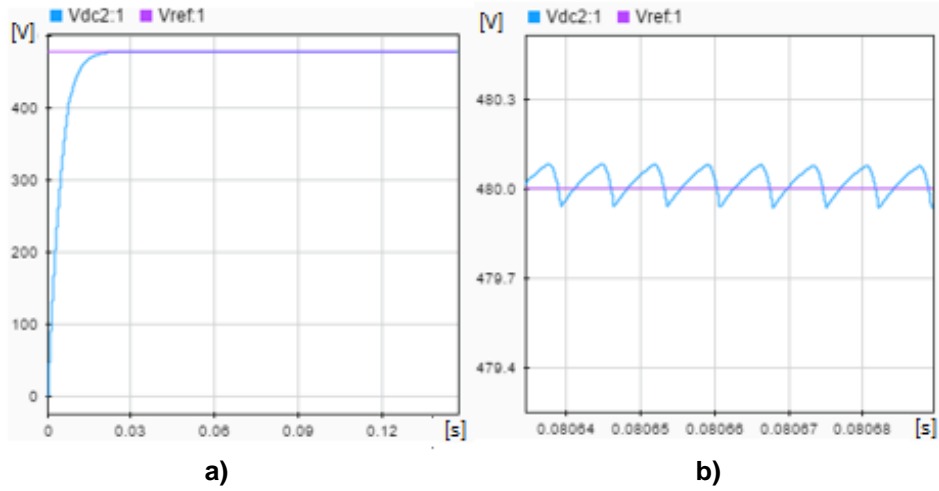


5.2 Convertidor modo reductor (Buck).

Las simulaciones se llevan a cabo partiendo de condiciones de flujo nominal de potencia ($P_{nominal} = 7500 [W]$); a los $0.1[s]$ se realiza una perturbación (potencia transmitida ó tensión de entrada), para observar la respuesta del circuito ante las variaciones de su operación nominal.

5.2.1 Flujo de potencia $P = 7500[W]$. En la Figura 36 se presenta la tensión de salida (V_{dc2}) y su tensión de referencia (V_{ref}) para un flujo de potencia nominal, mostrándose el pequeño valor del rizado de la tensión (V_{dc2}) el cual es de aproximadamente $0.2[V]$.

Figura 36. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Rizado tensión de salida



En las figuras 37 y 38 se presenta las formas de onda de las tensiones (V_{dab1}), (V_1), (V_2) y (V_L), el desfase φ y la forma de onda de la corriente por el inductor (i_L), las cuales son las esperadas en el convertidor de acuerdo a la Figura 7.

Figura 37. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Tensión V_{dab1} y primario transformador, b) Tensiones primario y secundario transformador

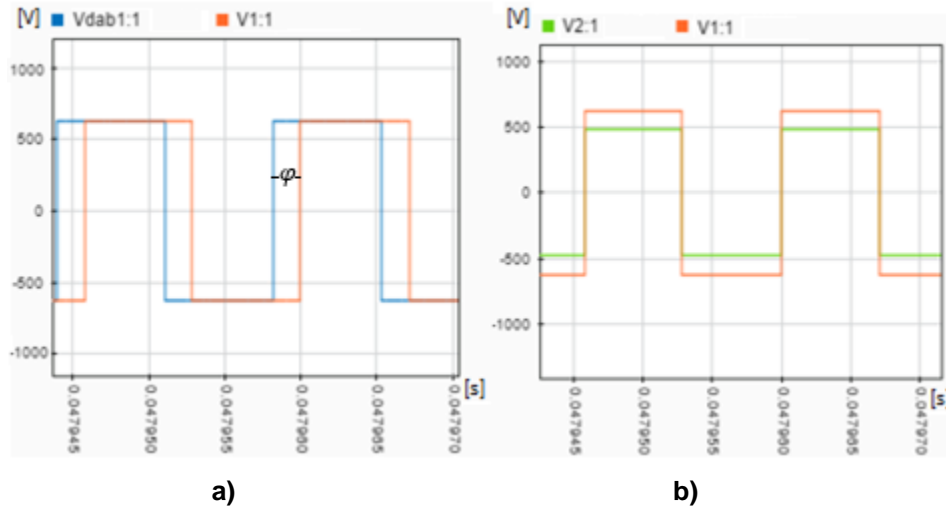
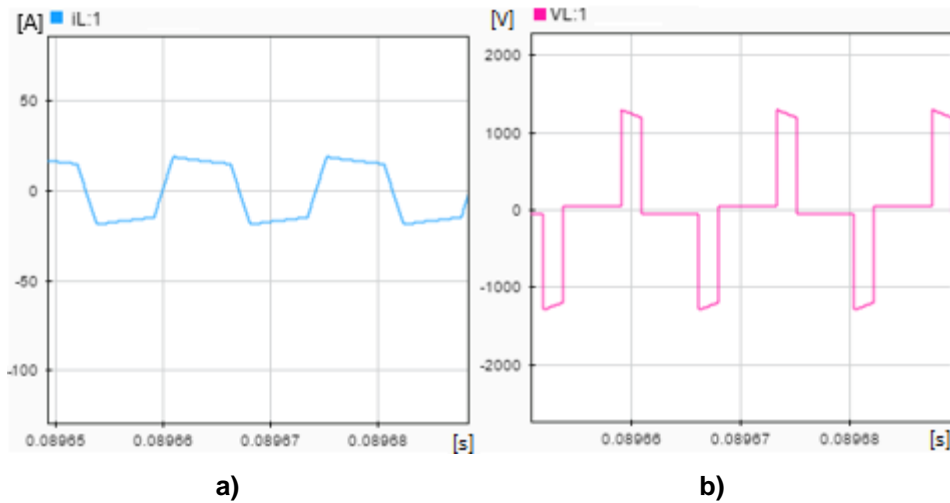
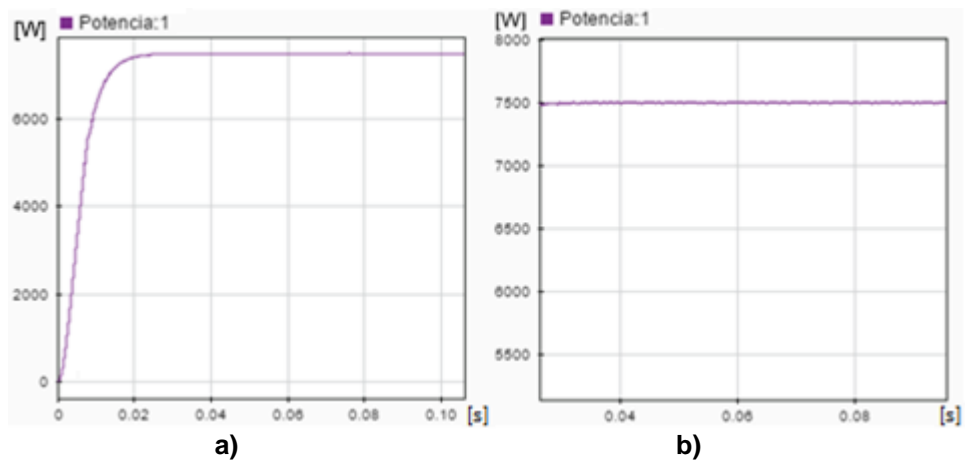


Figura 38. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Corriente inductor, b) Tensión inductor



En la Figura 39 se presenta la potencia de salida del convertidor, evidenciándose un flujo de potencia directo (positivo).

Figura 39. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Buck), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida



5.2.2 Flujo de potencia $P = 8800[W]$ a los $0.1[s]$. En la Figura 40, se presenta un incremento del valor del flujo de potencia a los $0.1[s]$, evidenciándose una perturbación tanto en la tensión como en la corriente de salida (V_{dc2}) e (i_{dab2dc}), respectivamente; sin embargo, el sistema logra estabilizarse de manera rápida, aproximadamente en $0.005[s]$, ver figuras 41 y 42.

Figura 40. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Buck), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida.

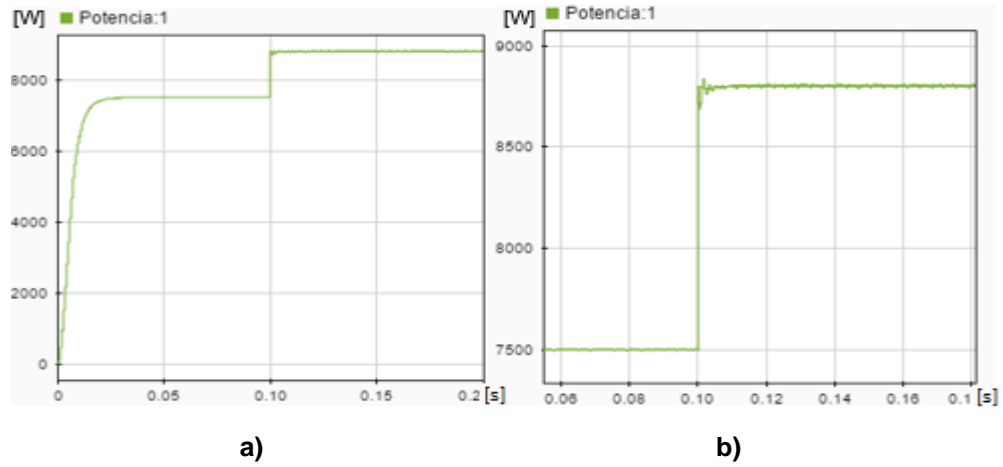


Figura 41. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia

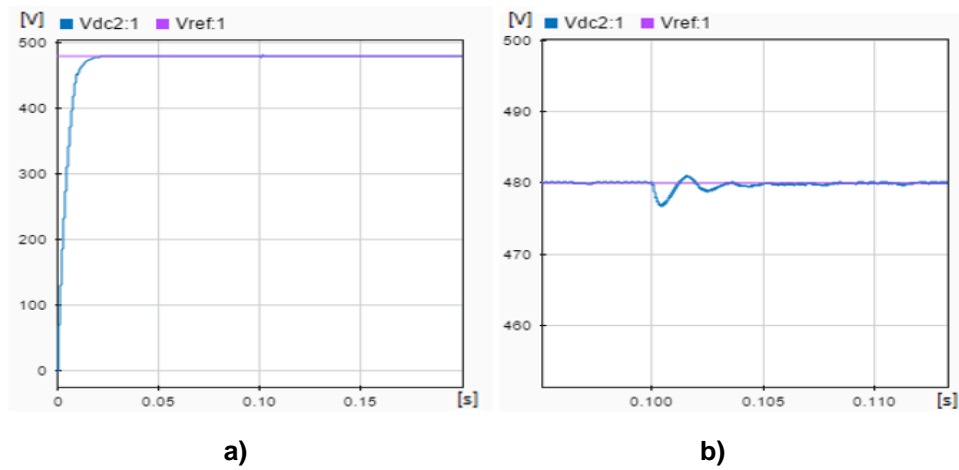
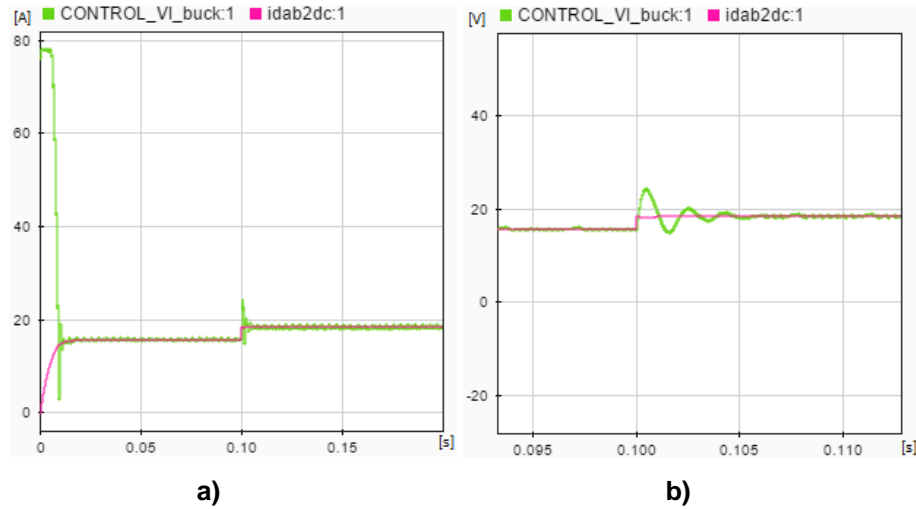


Figura 42. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Buck), a) Corriente de salida y referencia, b) Corriente de salida y referencia



5.2.3 Flujo de potencia $P = 3750[W]$ a los 0.1 [s]. En la Figura 43, se presenta un decremento del valor del flujo de potencia a los 0.1[s], evidenciándose una perturbación tanto en la tensión como en la corriente de salida (V_{dc2}) e (i_{dab2dc}), respectivamente; la estabilización del sistema se logra aproximadamente en 0.01[s], ver figuras 44 y 45.

Figura 43. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Buck), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida

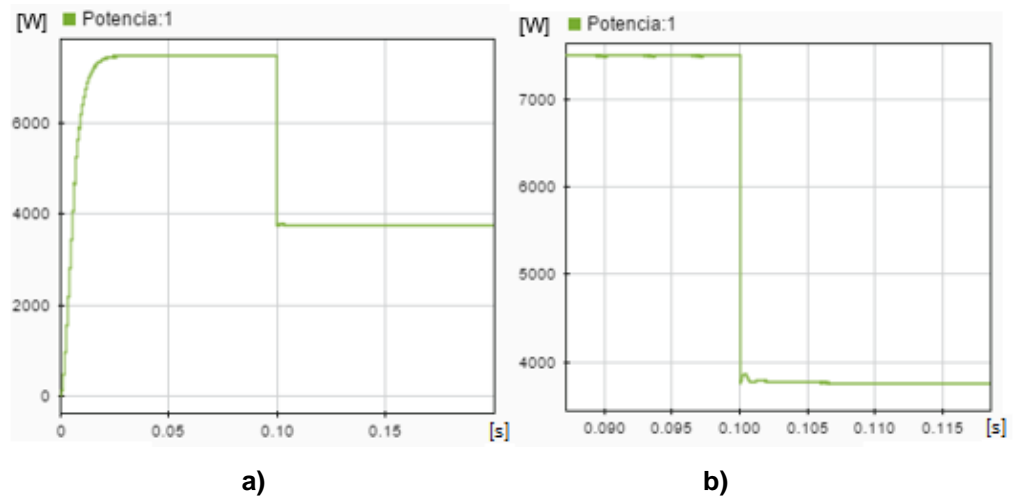


Figura 44. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia

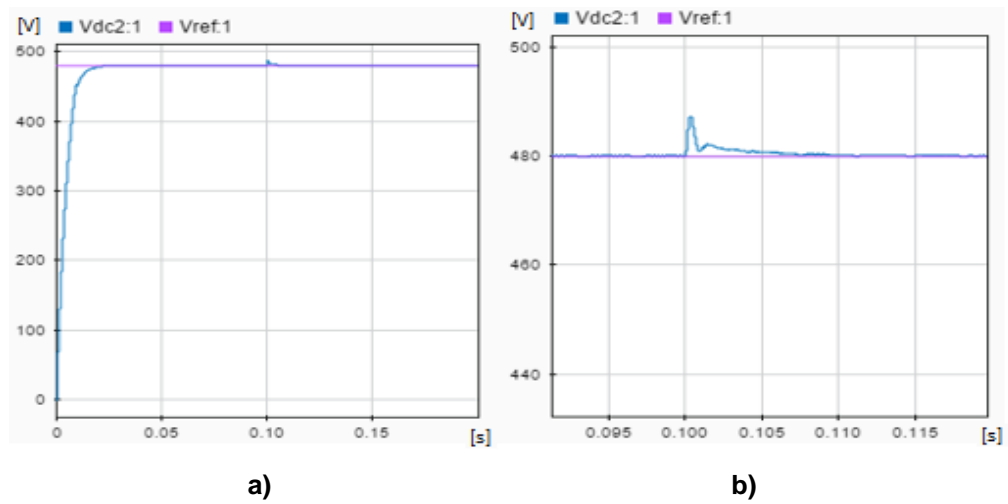
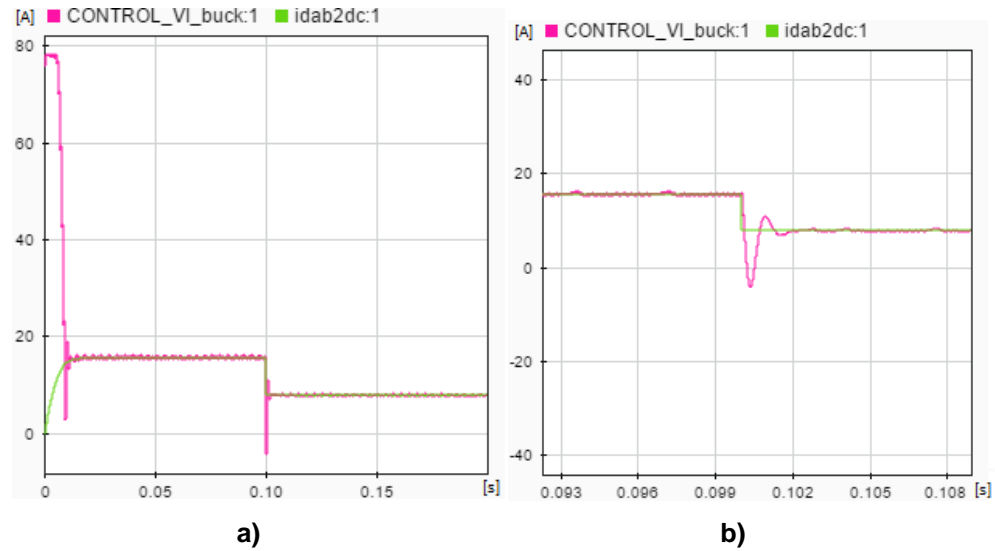
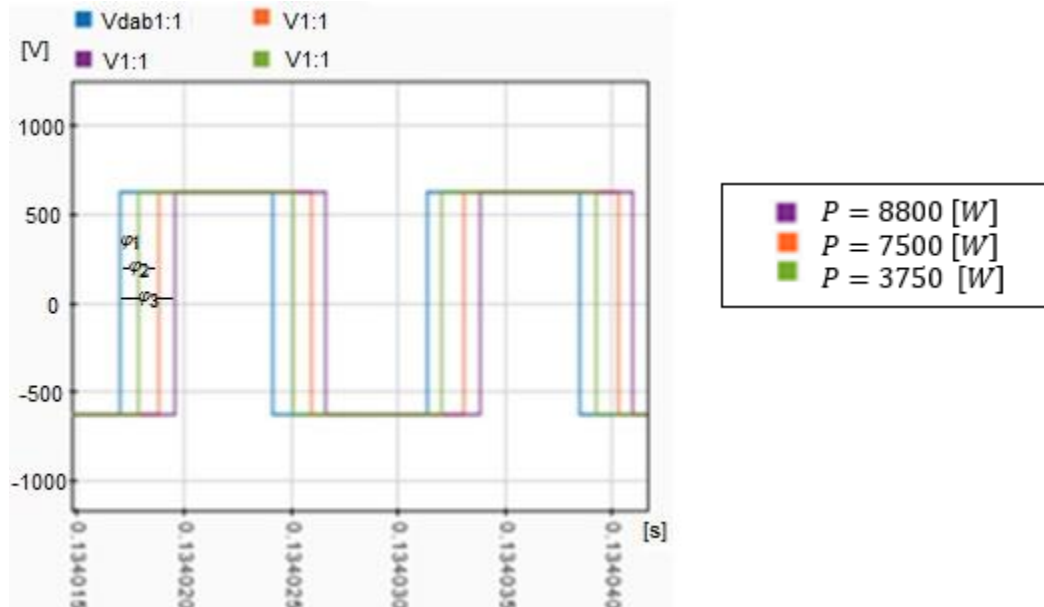


Figura 45. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Buck), a) Corriente de salida y referencia b) Corriente de salida y referencia



En la Figura 46 se presentan los desfases entre V_{dab1} y la tensión del primario del transformador (V_1) para cada flujo de potencia anteriormente presentado. Los desfases ($\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$), son los esperados. Para un flujo mayor de potencia que el nominal, el desfase (φ_2) debe aumentar (φ_3), y para un flujo menor que el nominal, el desfase (φ_2) debe disminuir (φ_1), según lo evidenciado en la Figura 9.

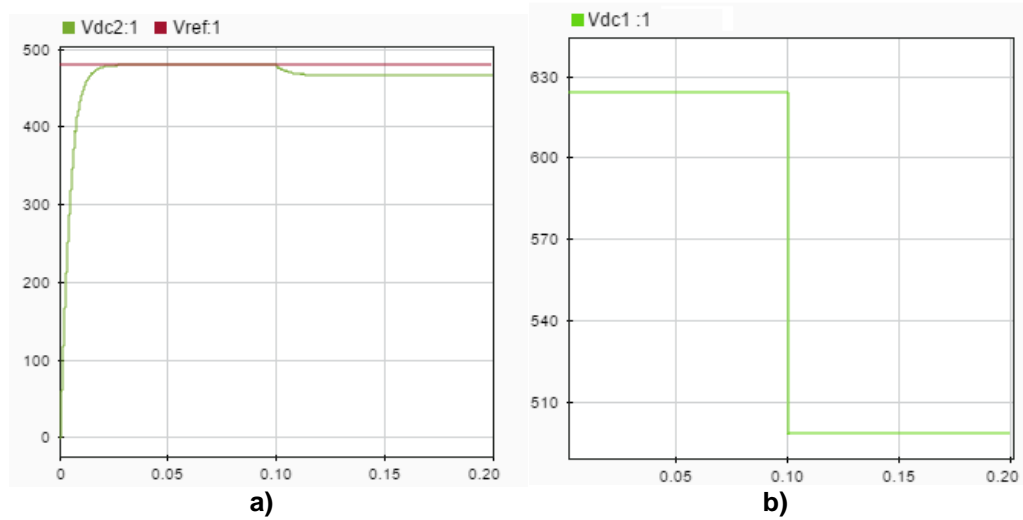
Figura 46. Desfases entre V_{dab1} y la tensión del primario del transformador según el flujo de potencia



5.2.4 Variación de tensión nominal de entrada $V_{dc1} = 624 [V]$ a los 0.1 [s], con flujo de potencia nominal.

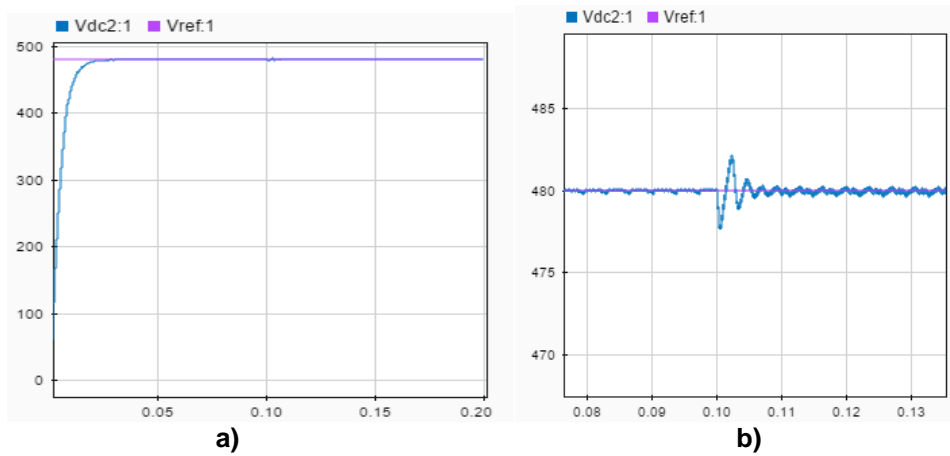
5.2.4.1 Tensión de entrada $0.8V_{dc1}$. En las figuras 47, 48, 49 y 50 se presentan las formas de onda de la tensión de salida (V_{dc2}) frente a variaciones de la tensión de entrada (V_{dc1}). Como se ilustra en la Figura 47, no se logra controlar la tensión de salida frente a un decremento del 20% de la tensión de entrada respecto a su valor nominal. El control de la tensión de salida comienza a ser efectivo a partir del 85% del valor de V_{dc1} , como se presenta en la Figura 48. Se obtienen tiempos de estabilización aproximados de la tensión de salida de 0.01[s] para $0.85V_{dc1}$, 0.001[s] para $1.2V_{dc1}$ y 0.002 [s] para $1.8V_{dc1}$.

Figura 47. Tensión de entrada $0.8V_{dc1}$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Variación tensión de entrada



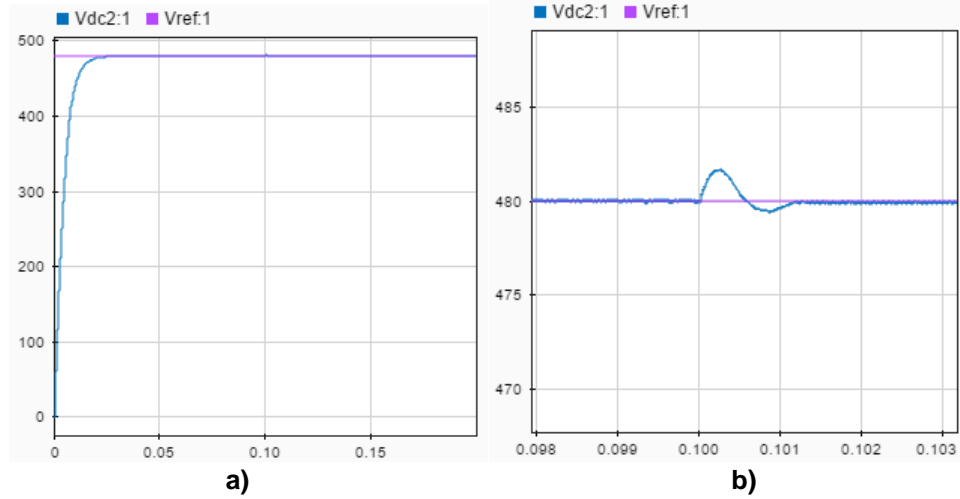
5.2.4.2 Tensión de entrada $0.85V_{dc1}$

Figura 48. Tensión de entrada $0.85V_{dc1}$ (Buck) a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia



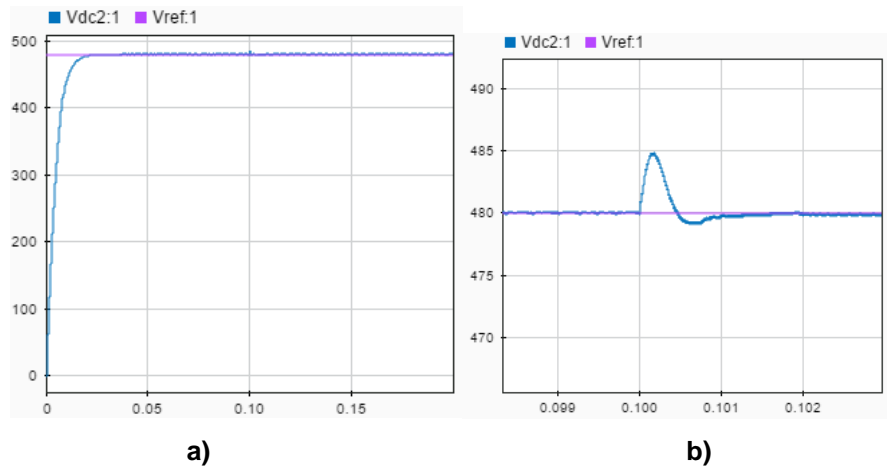
5.2.4.3 Tensión de entrada $1.2V_{dc1}$

Figura 49. Tensión de entrada $1.2V_{dc1}$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia



5.2.4.4 Tensión de entrada $1.8V_{dc1}$

Figura 50. Tensión de entrada $1.8V_{dc1}$ (Buck), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia

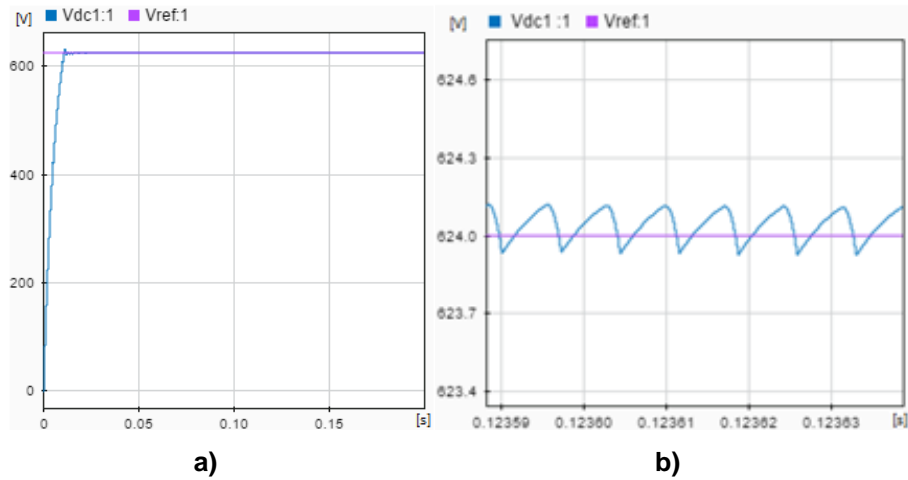


5.3 Convertidor modo elevador (Boost).

Al igual que en el modo reductor, las simulaciones se llevan a cabo partiendo de condiciones de flujo nominal de potencia ($P_{nominal} = 7500 [W]$); a los 0.1[s] se realiza una perturbación (potencia transmitida ó tensión de entrada), para observar la respuesta del circuito ante las variaciones de su operación nominal.

5.3.1 Flujo de potencia $P = 7500[W]$. En la Figura 51 se presenta la tensión de salida (V_{dc2}) y su tensión de referencia (V_{ref}) para un flujo de potencia nominal, mostrándose que el valor del rizado de la tensión (V_{dc2}) es aproximadamente igual que el rizado obtenido para el modo Buck (0.2[V]).

Figura 51. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Rizado tensión de salida



En la Figura 52 se presentan las formas de onda de las tensiones (V_{dab1}), (V_1), y su desfase φ , se observa que la tensión (V_1) está adelantada respecto a la tensión (V_{dab1}), lo cual indica un flujo de potencia inverso (negativo) como se puede ver en la Figura 53.

Figura 52. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Boost), a) Tensión V_{dab1} y tensión primario transformador, b) Tensiones primario y secundario transformador

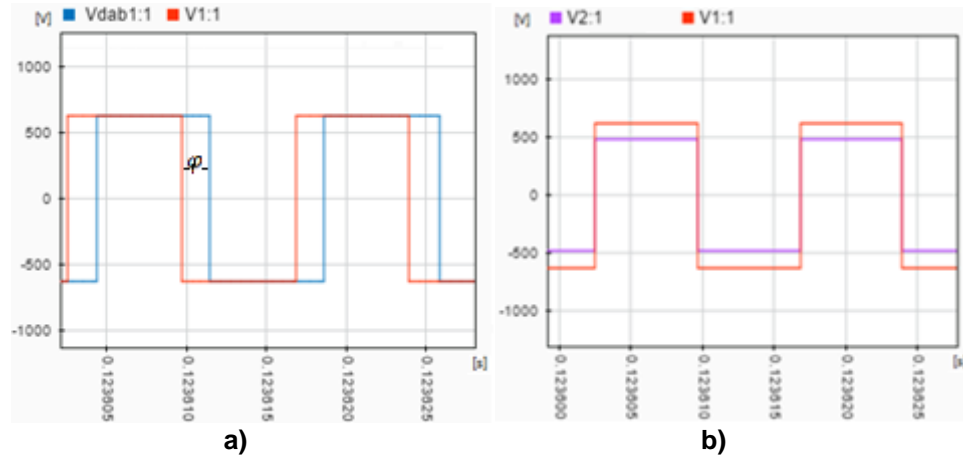
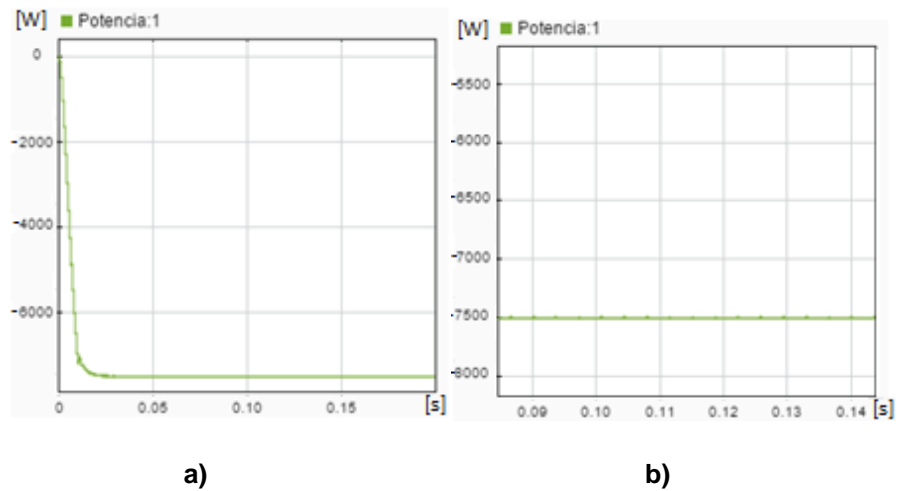


Figura 53. Flujo de potencia $P = 7500[W]$ (Boost), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida



5.3.2 Flujo de potencia $P = 8800[W]$ a los 0.1 [s]. En la Figura 54, se presenta un incremento del valor del flujo de potencia a los 0.1[s], evidenciándose una perturbación tanto en la tensión como en la corriente de salida (V_{dc1}) e (i_{dab1dc}),

respectivamente; sin embargo, el sistema logra estabilizarse de manera rápida, aproximadamente en $0.005[s]$ al igual que en el modo reductor (Buck), ver figuras 55 y 56.

Figura 54. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Boost), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida

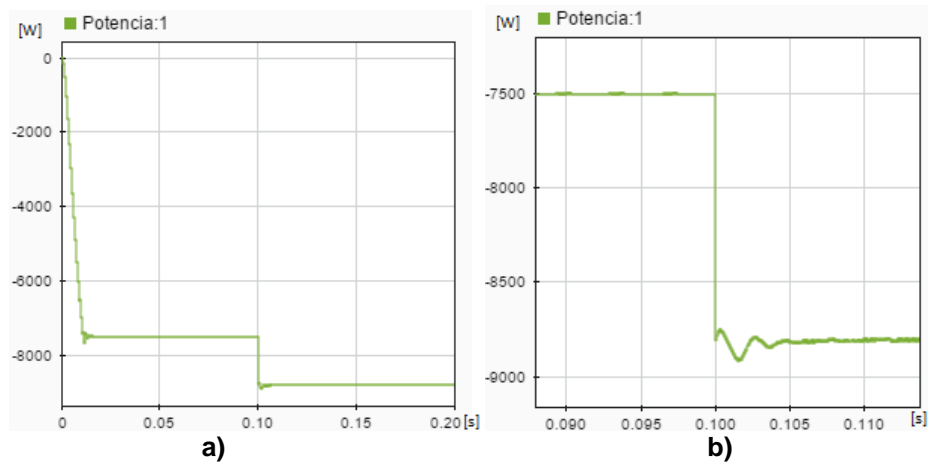


Figura 55. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión y salida de referencia.

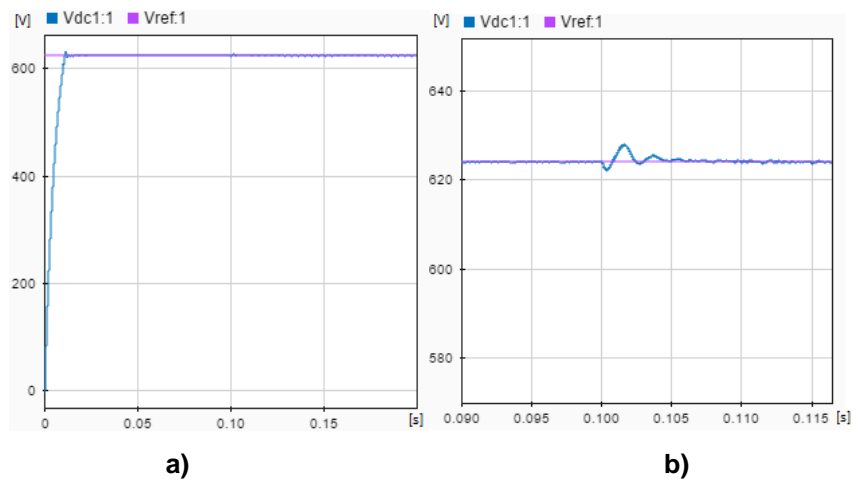
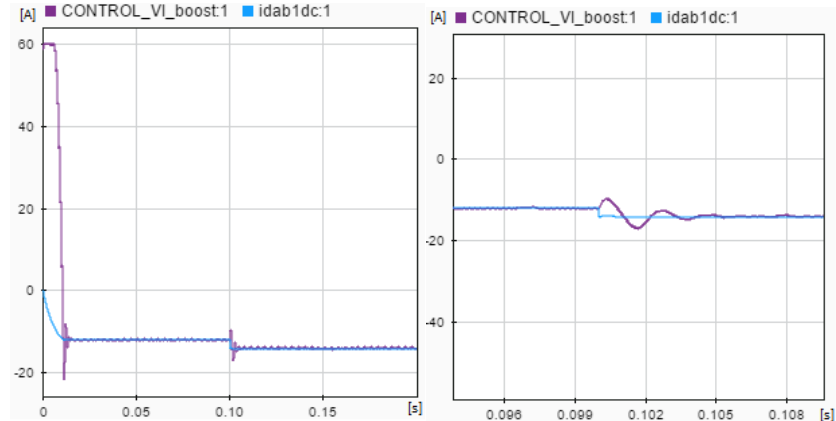


Figura 56. Flujo de potencia $P = 8800[W]$ (Boost), a) Corriente de salida y referencia, b) Corriente de salida y referencia



a)

b)

5.3.3. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ a los 0.1 [s]. En la Figura 57, se presenta un decremento del valor del flujo de potencia a los 0.1[s], evidenciándose una perturbación tanto en la tensión como en la corriente de salida (V_{dc1}) e (i_{dab1dc}), respectivamente; la estabilización del sistema se logra aproximadamente en 0.01[s], ver figuras 58 y 59.

Figura 57. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Boost), a) Potencia de salida, b) Potencia de salida

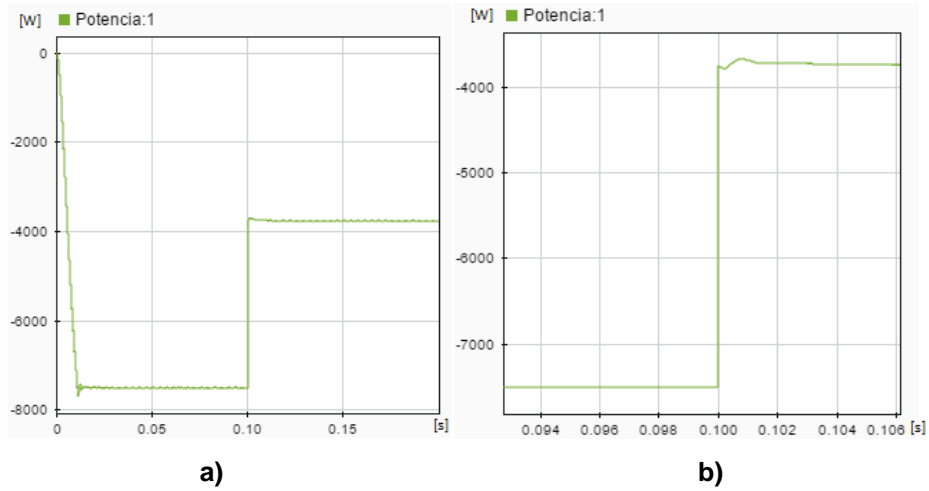


Figura 58. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia

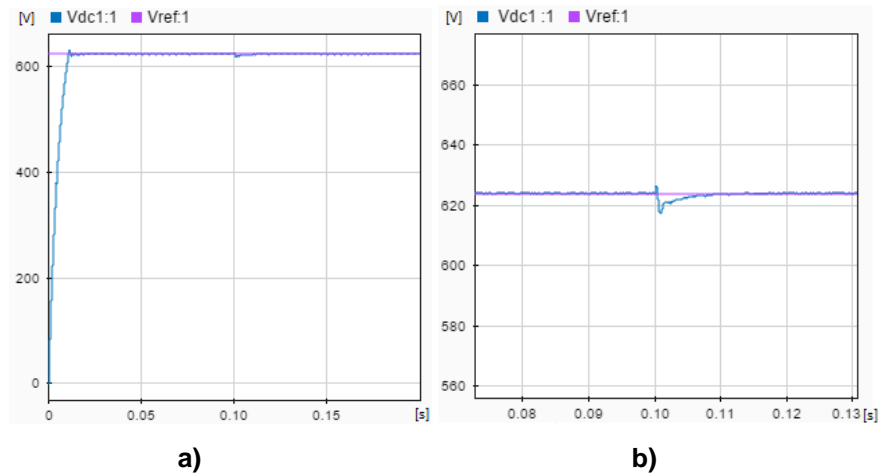
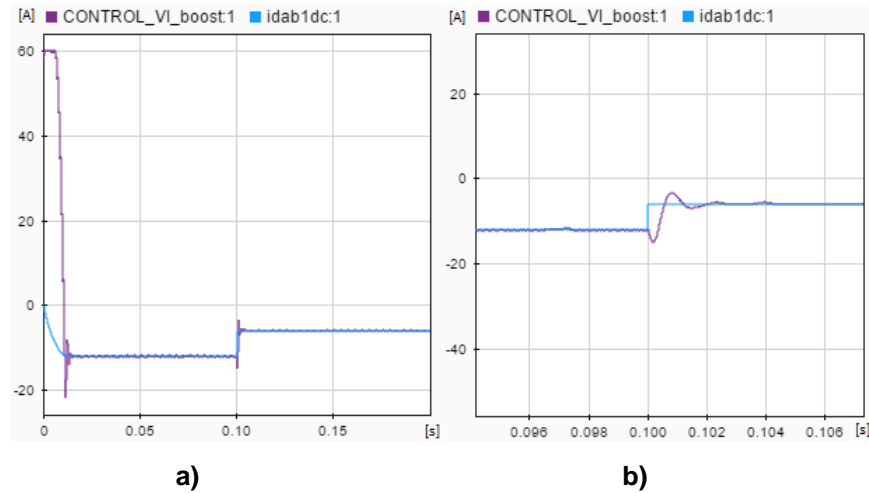


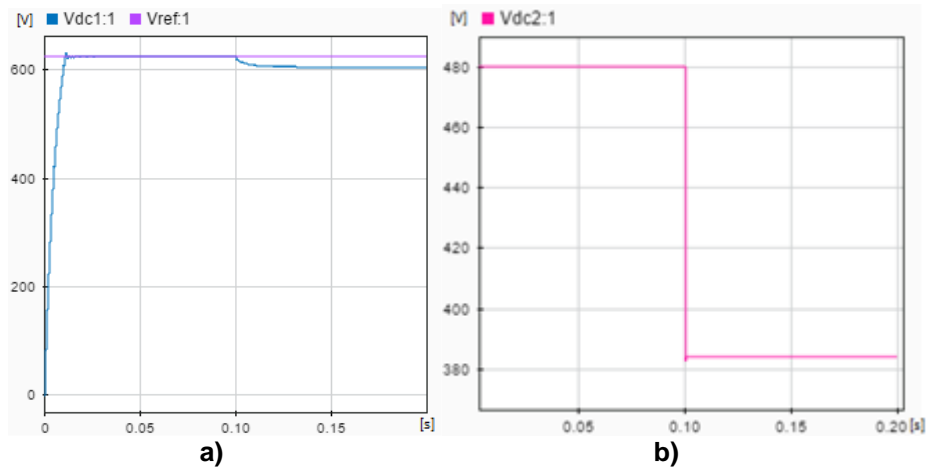
Figura 59. Flujo de potencia $P = 3750[W]$ (Boost), a) Corriente de salida y referencia, b) Corriente de salida y referencia



5.3.4 Variación del voltaje nominal de entrada V_{dc2} (480 [V]) a los 0.1 [s], con flujo de potencia nominal. En las figuras 60, 61, 62 y 63 se presentan las formas de onda de la tensión de salida (V_{dc1}) frente a variaciones de la tensión de entrada (V_{dc2}). Como se ilustra en la Figura 60, no se logra controlar la tensión de salida frente a un decremento del 20% de la tensión de entrada respecto a su valor nominal, al igual que en el modo reductor (Buck). El control de la tensión de salida comienza a ser efectivo a partir del 85% del valor de V_{dc2} , como se presenta en la Figura 61. Se obtienen tiempos de estabilización aproximados de la tensión de salida de 0.01[s] para $0.85V_{dc2}$, 0.0011[s] para $1.2V_{dc2}$ y 0.002 [s] para $1.8V_{dc2}$.

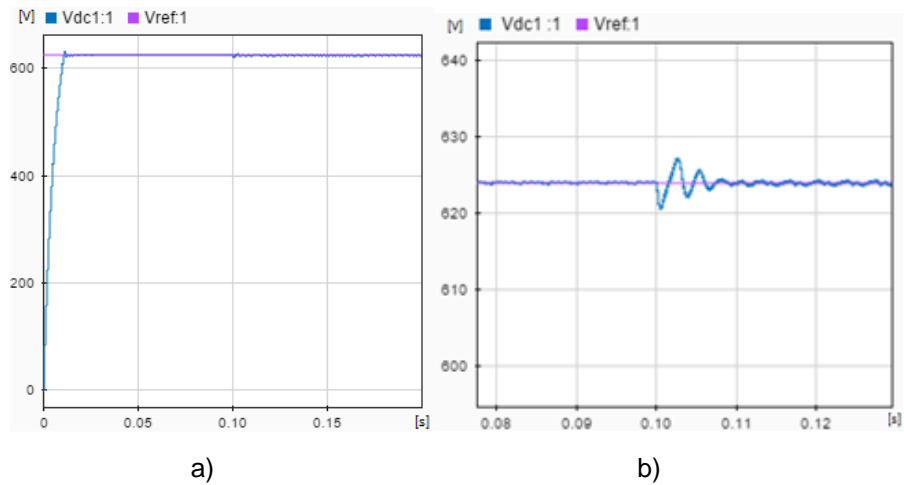
5.3.4.1 Tensión de entrada $0.8V_{dc2}$.

Figura 60. Tensión de entrada $0.8V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Variación tensión de entrada



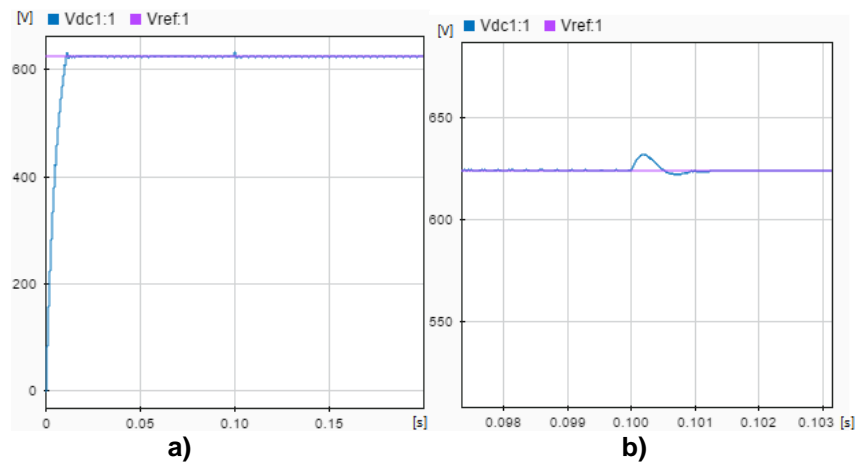
5.3.4.2 Tensión de entrada $0.85V_{dc2}$

Figura 61. Tensión de entrada $0.85V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia



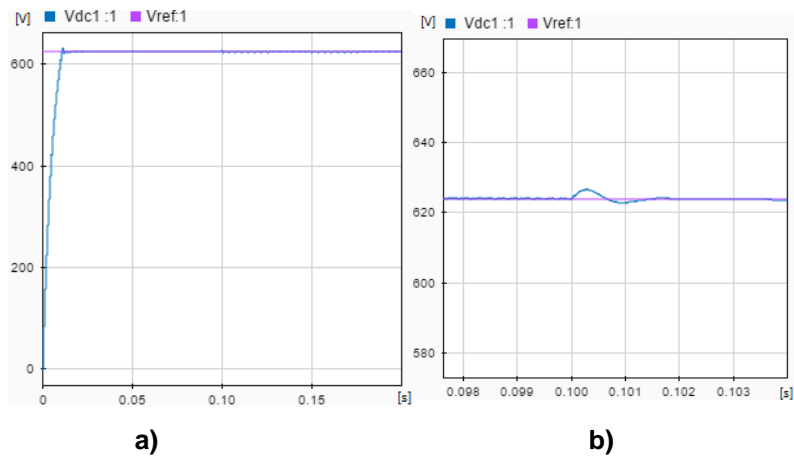
5.3.4.3 Tensión de entrada $1.2V_{dc2}$

Figura 62. Tensión de entrada $1.2V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia



5.2.4.4 Tensión de entrada $1.8V_{dc2}$

Figura 63. Tensión de entrada $1.8V_{dc2}$ (Boost), a) Tensión de salida y referencia, b) Tensión de salida y referencia



6. ANÁLISIS DE LAS SIMULACIONES PARA AMBOS MODOS (BUCK Y BOOST)

Las graficas obtenidas de la simulación son comparadas con las graficas teóricas, obteniéndose resultados de simulación similares y acordes a los obtenidos teóricamente, un rizo en la tensión de salida de aproximadamente $0.2 [V]$, un valor de desfase positivo entre la tensión de entrada del convertidor (V_{dab1}) y la tensión del primario del transformador de alta frecuencia (V_1) para el modo buck y un valor negativo para el modo boost, lo cuál indica la bidireccionalidad del convertidor al establecerse flujos directos e inversos de potencia en el mismo.

Frente a las variaciones del flujo de potencia mayores al valor nominal, el convertidor posee limitaciones, debido a que un aumento del flujo de potencia indica un aumento del desfase entre el tensión de entrada del convertidor (V_{dab1}) y la tensión del primario del transformador de alta frecuencia (V_1), el cual está limitado entre $0^\circ - 90^\circ$, por tal, se logró un control del convertidor hasta una potencia de $1.17P_{nominal}$, que corresponde aproximadamente a un desfase de $\varphi = 53.37^\circ$. Frente a las simulaciones con flujo de potencia menor al nominal, no se encontró limitaciones debido a que al disminuir el flujo de potencia se disminuye el ángulo de desfase anteriormente mencionado, obteniéndose un mayor control ante situaciones de disminución del flujo de potencia.

Se obtuvieron limitaciones frente a tensiones de entrada menores al 85% de su valor nominal, en dichas situaciones la tensión de salida no logra seguir su referencia disminuyendo su valor y el flujo de potencia. Frente aumentos de tensión el convertidor logró mantener sus condiciones de operación nominal.

7. CONCLUSIONES

El convertidor estudiado evidenció ser capaz de mantener un flujo de potencia determinado, logrando conservar su tensión de salida para cada respectivo modo (buck ó boost) en su valor de referencia. Se establecieron márgenes dentro de los cuales el convertidor trabaja de manera adecuada, siendo significativamente más difícil lograr la adecuada operación del convertidor frente a situaciones de aumento de flujo de potencia y disminución de las tensiones de entrada.

Se logra verificar mediante simulación el correcto funcionamiento para los parámetros circuitales de un transformador de alta frecuencia comercial, respondiendo de manera satisfactoria el sistema de control ante diferentes variaciones propuestas. Se propone para futuros trabajos lograr la implementación física del mismo, para obtener un análisis más real de la dinámica del convertidor.

El método SPS (Single phase shift), proporciona una fácil comprensión del funcionamiento del convertidor y análisis de la dinámica del sistema frente a variaciones del flujo de potencia y de la tensión de entrada del convertidor, proporcionando buenos resultados en su implementación bajo simulación como la que se llevó a cabo en el presente trabajo de grado.

La característica más relevante del convertidor DC-DC en topología de puentes activos, es su bidireccionalidad de potencia, la cual permite la inclusión directa de sistemas de generación distribuida, contribuyendo con el desarrollo e implementación de las energías renovables.

8. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GUACANEME, Javier Antonio. Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia. Tesis doctoral: Universidad Politécnica de València. Diciembre 2015. pp. 4-13, 13-15, 2016.
- [2] LEIVA AYA, David Ricardo. Diseño y simulación de un convertidor de doble puente activo (dab) con control de corriente pico. Trabajo de grado: Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Mayo 2017. pp. 11.
- [3] ESPINOSA CALDERON, Alejandro. Five-O Transformador Inteligente de Estado Sólido. [En línea]. México: Laboratorio de Investigación en Control Reconfigurable A.C. 2015. (Recuperado en Febrero 2018.) Disponible en http://licore.org/wp-content/uploads/2015/06/LiCore_2015_FO-TrInES.pdf pp. 4, 8.
- [4] KOLAR, Johann y GABRIEL Ortiz. Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems. The 2014 International Power Electronics Conference (IEEE). Hiroshima, 2014, pp. 2.
- [5] RASHID, Muhammad H. Electronica de potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones (Segunda Ed).1993. México: Prentice Hall Inc. ISBN 0-13-6788996-X. pp. 303.
- [6] SHRI, Aniel. A solid-state transformer for interconnection between the medium and the low voltage grid. Tesis maestria: Universidad Tecnológica de Delf. Octubre, 2013. pp. 24, 38, 90.
- [7] OUSSEYNOU, Yade, et al. "Modulation Strategy for a Dual Active Bridge Converter Using Model Predictive Control". IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). Valparaiso, 2015. pp. 2.

- [8] BORDONS, Carlos. Control Predictivo: Pasado, Presente y Futuro. En: Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI). Octubre, 2010. pp. 2-3.
- [9] TAYLOR, P, et al. Model Predictive Control of Bidirectional Isolated DCDC Converter for Energy Conversion System. International Journal of Electronics. Abril, 2015. pp. 6-15
- [10] ERICKSON, Robert y MAKSIMOVIC, Dragan. Fundamentals of Power Electronics (Second Edition). 2004. Nueva York: Kluwer Academic Publishers. ISBN 0-306-48048-4. pp. 213-221.

BIBLIOGRAFÍA

BORDONS, Carlos. Control Predictivo: Pasado, Presente y Futuro. En: Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI). Octubre, 2010.

ERICKSON, Robert y MAKSIMOVIC, Dragan. *Fundamentals of Power Electronics* (Second Edition). 2004. Nueva York: Kluwer Academic Publishers. ISBN 0-306-48048-4.

ESPINOSA CALDERON, Alejandro. Five-O Transformador Inteligente de Estado Sólido. [En línea]. México: Laboratorio de Investigación en Control Reconfigurable A.C. 2015. (Recuperado en Febrero 2018.) Disponible en http://licore.org/wp-content/uploads/2015/06/LiCore_2015_FO-TrInES.pdf

GUACANEME, Javier Antonio. Control de puentes activos duales (DABs) en sistemas bidireccionales de alimentación con alta densidad de potencia. Tesis doctoral: Universidad Politécnica de València. Diciembre 2015.

KOLAR, Johann y GABRIEL Ortiz. Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems. *The 2014 International Power Electronics Conference (IEEE)*. Hiroshima, 2014

LEIVA AYA, David Ricardo. Diseño y simulación de un convertidor de doble puente activo (dab) con control de corriente pico. Trabajo de grado: Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Mayo 2017.

LIUPING, Wang *et al.* *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using MATLAB/Simulink*. 2015. Chennai: Wiley-IEEE Press. ISBN 9781118339442


OUSSEYNOU, Yade, *et al.* "Modulation Strategy for a Dual Active Bridge Converter Using Model Predictive Control". IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). *Valparaiso, 2015.*

RASHID, Muhammad H. *Electronica de potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones* (Segunda Ed).1993. México: Prentice Hall Inc. ISBN 0-13-6788996-X.

SHRI, Aniel. A solid-state transformer for interconnection between the medium and the low voltage grid. Tesis maestria: *Universidad Tecnológica de Delf. Octubre, 2013.*

TAYLOR, P, *et al.* Model Predictive Control of Bidirectional Isolated DCDC Converter for Energy Conversion System. *International Journal of Electronics*. Abril, 2015.

ANEXO A




TRANSFORMERS AND INDUCTORS

38

SIZE 564

Power Capacity 1.8 to 7.5 kW



Description
Payton SIZE 564 provides planar solution for high power applications (such as welding, induction heating etc.) providing high efficiency, low EMI, excellent repeatability, low profile and weight with an operating temperature range of -40°C to +130°C.

1. Transformer Application

POWER CAPACITY	DIMENSIONS (mm)	TYPICAL WEIGHT	DIELECTRIC ISOLATION	OPERATING VOLTAGE	OPERATING CURRENT (RMS)
1.8kW, full bridge w. current doubler at 100 kHz	L= 55-110 W= 65-90	500 gr.	Up to 4k Vrms	1000 Vpeak max.	800 A max.
7.5kW, full bridge at 250 kHz	H= 15-45				

Typical efficiency: 97-99%
Recommended frequency range: 50 kHz – 2.0 MHz.
Topologies:
Full bridge; Half bridge; Push-Pull; Forward; Flyback; Boost; Buck; Resonant topologies (in order of preference).
Mounting Options: a. Horizontal, b. Vertical

2. Inductor Application

STANDARD A_L (nH/t ²)	1600	1000	630	400	315	250	160
TYPICAL VALUE OF MAX. Amper Turns	102	157	272	410	485	620	757


A_L values not listed are available upon request.

3. Typical Thermal Impedance For Different Cooling Conditions

NATURAL COOLING (Hot Spot - Air)	BLOWING AIR 3m/sec (Hot Spot - Air)	ONE SIDE HEATSINK (Hot Spot - Heatsink)	TWO SIDES HEATSINK (Hot Spot - Heatsink)
5.2°C/W	3.1°C/W	2°C/W	1°C/W

39



EXAMPLE



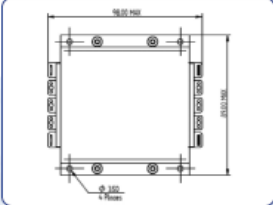
Transformer Type T564 P.N. 513508
This T564DC-10-13, high power, high input voltage, small dimensional planar transformer is developed for a high power density DC-DC converter, providing the following specifications:

Transformer Specifications

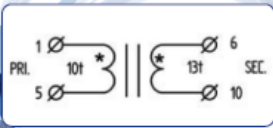
Total output power	7500W (250Vdc@30Adc - 430Vdc@17.4Adc)
Operating frequency	70 kHz
Input voltage range	375 - 480 V
Topology	Full bridge, ZVS.
Max. Volt-Sec. product	4734V- μsec
Duty cycle	0.888
Primary current	42.3-24.6 Arms
Primary to Sec. ratio	10 : 13
Dielectric strength pri. to sec.+core	2700 Vdc
sec. to core	2700 Vdc
Ambient temperature	-40°C to +105°C
Total losses (With 75°C heat sink)	60W
Hot spot temperature (With 75°C heat sink)	135°C
Weight	600 gr.


TOP VIEW



ELECTRICAL DIAGRAM



SIDE VIEW



(All dimensions are given in mm.)